

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-087201

(43)Date of publication of application : 20.03.2003

(51)Int.Cl.

H04B 10/04
G02F 1/01
H04B 10/00
H04B 10/02
H04B 10/06
H04B 10/142
H04B 10/152
H04B 10/18

(21)Application number : 2002-040855

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP
<NTT>

(22)Date of filing : 18.02.2002

(72)Inventor : MIYAMOTO YUTAKA
HIRANO AKIRA
KUWABARA SHOICHIRO
TOMIZAWA MASAHIRO

(30)Priority

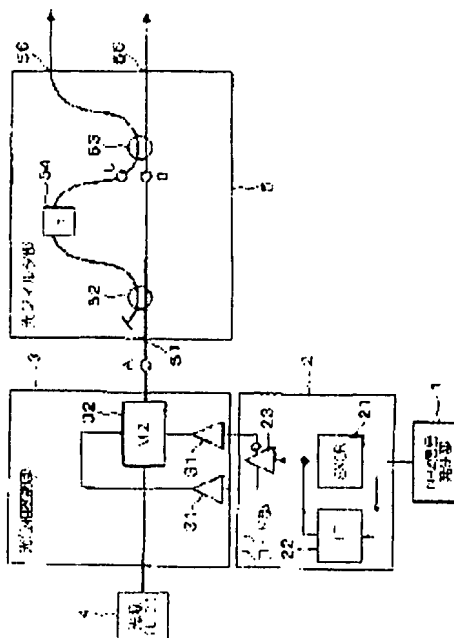
Priority number : 2001199467 Priority date : 29.06.2001 Priority country : JP

(54) OPTICAL TRANSMITTER AND OPTICAL TRANSMISSION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To minimize the deterioration of transmission quality generated due to wavelength dispersion included in an optical transmission medium or interaction between the wavelength dispersion and a non-linear optical effect.

SOLUTION: A precoding part 2 previously precodes a base band data input signal, an optical phase modulation part 3 executes phase modulation by using the precoded signal and an optical filter part 5 converts a phase-modulated optical signal generated in the modulation part 3 into an RZ intensity modulation signal followed by phase modulation. The modulation part 3 generates a DPSK (differential phase shift keying) phase modulation signal encoded by using DPSK for instance and the filter part 5 arranged in the poststage of the modulation part 3 converts the DPSK phase modulation signal into the RZ intensity modulation signal.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 22.01.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 08.08.2006

[Kind of final disposal of application other than
the examiner's decision of rejection or
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision 2006-019697
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's 06.09.2006
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-87201

(P2003-87201A)

(43) 公開日 平成15年3月20日 (2003.3.20)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード [*] (参考)
H 0 4 B 10/04		G 0 2 F 1/01	B 2 H 0 7 9
G 0 2 F 1/01			C 5 K 0 0 2
H 0 4 B 10/00		H 0 4 B 9/00	L
10/02			M
			B

審査請求 未請求 請求項の数26 O L (全 29 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2002-40855 (P2002-40855)	(71) 出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町二丁目3番1号
(22) 出願日	平成14年2月18日 (2002.2.18)	(72) 発明者	宮本 裕 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 内 本電信電話株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願2001-199467 (P2001-199467)	(72) 発明者	平野 章 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 内 本電信電話株式会社内
(32) 優先日	平成13年6月29日 (2001.6.29)	(74) 代理人	100064908 弁理士 志賀 正武 (外2名)
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

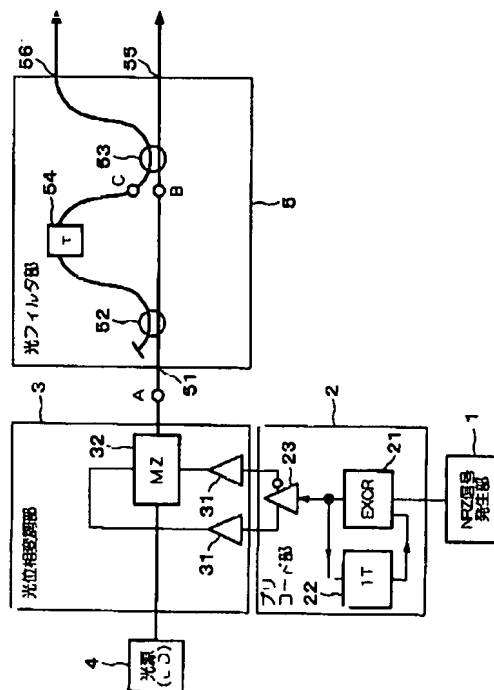
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光送信器および光伝送システム

(57) 【要約】

【課題】 光伝送媒体が有する波長分散、あるいはこの波長分散と非線形光学効果との相互作用によって生じる伝送品質の劣化を最小限に抑える。

【解決手段】 プリコード部2でベースバンドデータ入力信号を予めプリコードし、光位相変調部3でプリコード信号を用いて位相変調を行ない、ここで生成された位相変調光信号を光フィルタ部5により位相変調を伴うRZ強度変調信号に変換する。光位相変調部3として、例えば、差動得位相シフトキーイング (DPSK: (Differential Phase Shift Keying)) を用いて符号化されたDPSK位相変調信号を生成し、光位相変調部3の後段に配置された光フィルタ部5により、位相変調信号-RZ強度信号変換を行なう。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 光源と、

NRZ信号としてマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコードNRZ信号を生成するプリコード手段と、

前記光源により生成される単一縦モード光信号を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段と、前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段と、を備えたことを特徴とする光送信器。

【請求項2】 前記光変調手段として、

無変調時に透過率が零になるように直流バイアスされ、前記単一縦モード光信号をプリコードNRZ信号により

$$I(t) = (E_{in}/2) \cdot \exp(-j(\omega\tau + \phi)/2) \cdot \sin((\omega\tau + \phi)/2) \quad (\text{式1})$$

なる式で与えられるマッハツェンダ干渉型光フィルタであることを特徴とする請求項1に記載の光送信器。

【請求項5】 前記マッハツェンダ干渉型フィルタの2つのアームの相対遅延差が1タイムスロットであることを特徴とする請求項1に記載の光送信器。

【請求項6】 データ信号に同期し、かつ、データ伝送速度の整数倍の周波数間隔を持つ互いに同期した2つの縦モード信号を発生する2モードビートパルス光源と、光送信器の強度変調出力信号が、入力NRZ信号と同じ論理になるように符号変換を行うNRZプリコード手段と、

前記2モードビートパルス光源により生成される光パルス列信号を、前記プリコード手段により生成されるプリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段と、

を備えたことを特徴とする光送信器。

【請求項7】 前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記入力NRZ信号と同じ論理または反転論理のうちいずれか一方のRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段を更に備えたことを特徴とする請求項6に記載の光送信器。

【請求項8】 前記プリコード手段は、nビット遅延（nは自然数）された信号との排他的論理和演算を行うことにより差動プリコードを行うことを特徴とする請求項6または7に記載の光送信器。

【請求項9】 前記光フィルタ手段はマッハツェンダ型光フィルタで構成され、その2つのアームの相対遅延差がn-1ビットより大きく、+1ビット未満（nは自然数）であることを特徴とする請求項8に記載の光送信器。

【請求項10】 NRZ信号としてマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコードNRZ信号を生成するプリコード手段、

光源により生成される単一縦モード光信号を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号

差動位相シフトキーイング変調を行なうマッハツェンダ光強度変調器を用いることを特徴とする請求項1に記載の光送信器。

【請求項3】 前記光フィルタ手段は、マッハツェンダ干渉型光フィルタであることを特徴とする請求項1または請求項2に記載の光送信器。

【請求項4】 前記光フィルタ手段は、入力光信号電界を E_{in} 、光周波数を ω 、遅延素子の遅延量を τ 、マッハツェンダ光フィルタ内の2つの導波路中の光信号の相対位相を ϕ とした場合に、バンド阻止帯域中心周波数がチャネルのキャリア周波数に一致し、出力光電界が

【数1】

により光位相変調する光位相変調手段、

前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段から成る光送信器と、

前記送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、

前記光伝送媒体を介して前記送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、前記光伝送媒体の波長分散もしくは変派分散による波形歪を補償し、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする光伝送システム。

【請求項11】 NRZ信号としてマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコードNRZ信号を生成するプリコード手段、

光源により生成される単一縦モード光信号を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段、

前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段から成る光送信器と、

前記送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、

前記光伝送媒体を介して前記送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする光伝送システム。

【請求項12】 前記各チャネルにおける光送信器の光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記光送信器の光フィルタ手段によりRZ強度変調信号に前記チャネル数だけ一括変換して前記光伝送媒体を介して伝送することを特徴とする請求項10または請求項11に記載の光伝送システム。

【請求項13】 NRZ信号として光送信器の出力強度信号が、入力NRZ信号と同じ論理になるように入力NRZ信号の符号変換を行うプリコード手段、

光源により生成される単一縦モード光信号または2モードビートパルス光源により生成される光パルス列信号のどちらか一方を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段、

前記光位相変調手段により生成される光位相変調手段をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段とから成る光送信器と、

前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、

前記光伝送媒体を介して前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする光伝送システム。

【請求項14】 各チャネルにおける光送信器の光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記光フィルタ手段によりRZ強度変調信号に前記チャネル数だけ一括変換して前記光伝送媒体を介して伝送することを特徴とする請求項13に記載の光伝送システム。

【請求項15】 NRZ信号として光送信器の出力光強度信号が、入力NRZ信号と同じ論理になるように入力NRZ信号の符号変換を行うプリコード手段と、

光源により生成される単一縦モード光信号または2モードビートパルス光源により生成される光パルス列信号のどちらか一方を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段から成る光送信器と、

前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、

前記光伝送媒体を介して前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、光強度変調信号に変換する光フィルタ手段を通した後に、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする光伝送システム。

【請求項16】 前記各チャネルにおける光送信器の前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記光受信器の前記光フィルタ手段によりRZ強度変調信号に前記チャネル数で一括変換して前記光伝送媒体を介して伝送する請求項15に記載の光伝送システム。

【請求項17】 前記光フィルタ手段として、波長多重搬送周波数間隔に等しい周期を持つ周期光フィルタを用いることを特徴とする請求項10から請求項16のうちのいずれか1項に記載の光伝送システム。

【請求項18】 前記光フィルタ手段として、前記各チャネルの光信号帯域において等しい伝達関数を持つ光フィルタを用いることを特徴とする請求項10から請求項17のうちのいずれか1項に記載の光伝送システム。

【請求項19】 前記波長多重のチャネルは、隣接する波長チャネルが直交する偏波を持つことを特徴とする請

求項10から請求項18のいずれか1項に記載の光伝送システム。

【請求項20】 光送信器と光受信器と両者を結合する光伝送媒体とから成る光伝送システムにおける光送信器において、

前記光送信器は請求項1から請求項9のうちのいずれかに記載の光送信器であって、

前記光送信器が持つ位相変調手段は、直列に接続された n 個(n は自然数)のDPSK変調器から構成され、前記DPSK変調器は、伝送速度 B の n 個の被多重ベースバンド変調信号を入力として、 m 番目の位相変調器の入力信号が、 $m/(nB)$ の時間だけ(m は自然数)遅延する遅延手段と、前記遅延された変調信号をプリコードするプリコード手段から成り、前記 n 個の被多重ベースバンド信号が時分割多重された $n \times B$ の伝送速度を持つ変調信号光に変換されることを特徴とする光送信器。

【請求項21】 光送信器と光受信器と両者を結合する光伝送媒体とから成る光伝送システムにおける光送信器において、

前記光送信器は請求項1から請求項9、請求項20のうちのいずれかに記載の光送信器であって、

前記光フィルタ手段は、3ポートを持つサーキュレータに接続された偏波ビームスプリッタと、偏波ビームスプリッタの2つの光出力の偏向状態を保持する偏向保持媒質と、その入出力が結合されたマッハツェンダ干渉型光フィルタから構成され、光入力の前記サーキュレータの第1のポートに接続されて前記第2のポートから出力され、前記偏波ビームスプリッタの合波ポートである第1のポートに接続され、個々の偏波分離出力ポートとしての前記偏波ビームスプリッタの第2、第3のポートが偏波保持手段に接続され、2つの分離出力光の偏波を保持したまま、2つの分離出力信号を互いに逆方向からマッハツェンダ干渉型光フィルタのTE、TMのいずれか一方のモードに結合するように前記マッハツェンダ干渉型光フィルタの2つのポートに各々接続され、前記サーキュレータの第3のポートから光出力信号を取得することを特徴とする光送信器。

【請求項22】 前記プリコード手段は、伝送速度 B で動作する n 個のプリコード回路と、 n 個のプリコード回路からの出力を mT_0/n ($T_0=1/B$, $m=1 \sim n$ の自然数)だけそれぞれ遅延する遅延回路と、 n 個の遅延されたプリコード出力信号の排他的論理和を出力する排他的論理和回路から構成され、伝送速度 nB の時分割多重されたプリコード信号を生成することを特徴とする請求項1から請求項9、請求項20、請求項21のうちのいずれかに記載の光送信器。

【請求項23】 請求項10から請求項19のうちのいずれかに記載の光伝送システムにおいて、前記光送信器が持つ位相変調手段は、直列に接続された n 個(n は自然数)のDPSK変調器から構成され、

前記DPSK変調器は、伝送速度Bのn個の被多重ベースバンド変調信号を入力として、m番目の位相変調器の入力信号が、 $m/(nB)$ の時間だけ(mは自然数)遅延する遅延手段と、前記遅延された変調信号をプリコードするプリコード手段から成り、前記n個の被多重ベースバンド信号が時分割多重された $n \times B$ の伝送速度を持つ変調信号光に変換されることを特徴とする光伝送システム。

【請求項24】 請求項10から請求項19、請求項23のうちいずれかに記載の光伝送システムにおいて、前記光送信器または光受信器の少なくとも一方に用いられる光フィルタは、

3ポートを持つサーキュレータに接続された偏波ビームスプリッタと、偏波ビームスプリッタの2つの光出力の偏向状態を保持する偏向保持媒質と、その入出力が結合されたマッハツェンダ干渉型光フィルタから構成され、光入力の前記サーキュレータの第1のポートに接続されて前記第2のポートから出力され、前記偏波ビームスプリッタの合波ポートである第1のポートに接続され、個々の偏波分離出力ポートとしての前記偏波ビームスプリッタの第2、第3のポートが偏波保持手段に接続され、2つの分離出力光の偏波を保持したまま、2つの分離出力信号を互いに逆方向からマッハツェンダ干渉型光フィルタのTE、TMのいずれか一方のモードに結合するように前記マッハツェンダ干渉型光フィルタの2つのポートに各々接続され、前記サーキュレータの第3のポートから光出力信号を取得することを特徴とする光伝送システム。

【請求項25】 前記光受信器に用いられる光フィルタ手段のパスバンドは、入力された位相変調信号から光デュオバイナリ信号成分を含むように信号成分を切り出し、2値強度変調信号に変換するローloffを持つことを特徴とする請求項24に記載の光伝送システム。

【請求項26】 前記プリコード手段は、伝送速度Bで動作するn個のプリコード回路と、n個のプリコード回路からの出力を mT_0/n ($T_0=1/B$, $m=1 \sim n$ の自然数)だけそれぞれ遅延する遅延回路と、n個の遅延されたプリコード出力信号の排他的論理和を出力する排他的論理和回路から構成され、伝送速度nBの時分割多重されたプリコード信号を生成することを特徴とする請求項10から18、請求項23から請求項25のうちいずれかに記載の光伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、光ファイバ等の光伝送媒体が有する波長分散、あるいはこの波長分散と非線形光学効果との相互作用によって生じる伝送品質の劣化を最小限に抑えることのできる、光送信器および光伝送システムに関する。

【0002】

【従来の技術】光ファイバ等の伝送媒体が有する波長分散、あるいは、この波長分散と非線形光学効果との相互作用によって生じる伝送品質の劣化を最小限に抑えることを目的に、位相変調を併用したRZ (Return-to-Zero) 光強度変調符号が提案されている。例えば、文献1 (Y.Miyamoto et.al."Duobinary carrier-suppressed return-to-zero format and its application to 100GHz-spaced 8×43-Gbit/s DWDM unrepeatered transmission over 163km", Tech.Digest of OFC2001, paper TuU4, 2001) には、2モードビート信号を光デュオバイナリ符号で変調したDuobinary Carrier-Suppressed Return-to-Zero (DCS-RZ) 符号に関する技術が開示されている。

【0003】図41は、上記したDCS-RZ符号を用いた光送信器の従来の構成を説明するために引用した図である。図41において、第1のプッシュプル型マッハツェンダ(MZ: Mach-Zehndor) 光強度変調器91は、無変調時に透過率が零になるよう直流バイアスされ、1/2分周器92により発生した伝送速度の1/2の周波数の正弦波電気信号により相補的に駆動される。搬送周波数 f_0 の光源である単一縦モードLD90から出力されたCW光は、MZ光強度変調器91の周波数通倍機能と位相変調機能により強度および位相が同時に変調され、繰返し周波数Bの2モードビート信号が生成される。ここでBは伝送速度である。

【0004】第2のMZ光強度変調器93では、2モードビート信号が、光デュオバイナリ符号でデータ変調される。入力NRZ (Non-Return-to-Zero) 信号は、論理反転回路94と、排他的論理和回路95と、1ビット遅延回路96により構成されるプリコード回路97によりプリコードNRZ符号に変換され、差動出力される。差動プリコードNRZ符号は、ベースバンド増幅器98で増幅されたのち、3dB帯域B/4の低域通過フィルタ(LPF99)により相補的な3値の電気デュオバイナリ符号に変換される。第2のMZ光変調器93は、無変調時に透過率が零になるよう直流バイアスされ、相補的な3値の電気デュオバイナリ符号により変調され、DCS-RZ光変調符号が生成される。

【0005】図42、図43は従来技術の動作例を示す。図42(a)は、2値NRZ信号発生部103により生成される2値NRZ信号入力である。図42(b)は、2値NRZ信号を入力とした場合の論理反転回路94の出力NRZデータ信号である。図42(c)は出力NRZデータ信号を入力信号とした場合のプリコード回路97の正相出力信号であり、入力NRZ信号にスペースビットが入力される毎に論理が反転する動作となっている。図42(d)は、プリコード信号を入力とした場合のLPF99の出力波形である。論理的な信号としては、図41に、符号100で示したように、1ビット遅延回路101と論理和回路102により構成される動作

と同じである。LPF99の帯域制限機能により、太い実線で示したような相補的な3値の電気デュオバイナリ信号が生成される。

【0006】図42(e)は、光源であるLD90からのCW光信号を入力として第1のMZ光強度変調器91で変調された2モードビート光信号の電界波形であり、ビット毎に位相が π 反転する繰り返し周波数が伝送速度に等しい光パルス列である。この2モードビート光信号は、図42(d)の3値の電気デュオバイナリ信号で変調され、図42(f)に示したようなDCS-RZ符号が発生される。マークビット毎に位相が反転する特徴を持ち、RZ強度変調データ光信号となっていることがわかる。

【0007】図43(a)は、第1MZ光強度変調器91から出力される2モードビート信号である。光キャリア信号成分 f_0 は抑圧され、光周波数 $f_0 \pm B$ (B は伝送速度)において周波数間隔 B の2つ縦モードが生じる。2つの縦モードが第2のMZ光変調器93で各々光デュオバイナリ符号により変調される。この結果、図43(b)に示したように、生成されたDCS-RZ光信号の光変調スペクトルは、光デュオバイナリ信号変調スペクトルが光周波数 $f_0 \pm B$ において2つ並び、キャリア成分が完全に抑圧された光変調スペクトルとなり、光変調帯域も $2B$ 程度と狭窄化される。このため、波長分散に対するトレランスは従来のRZに比べ、2倍になっている。

【0008】本符号は光デュオバイナリ符号の光非線形効果に対する劣化を抑圧するために、光変調帯域の拡大を抑圧しつつRZ符号化を実現する。このため高密度波長多重伝送システムに変調符号として適している。また、光伝送符号として、2値RZ強度変調符号を用いている。これらが波長多重されたシステムを考えた場合、信号パターンにより、他のチャネルから受ける相互相変調の光信号位相変化が異なり、波長分散などとのシステム性能を劣化させる場合がある。この改善を目的に、宮野らは、参考文献2 (“Suppression of degradation induced by SPM/XPG+GVM transmission using a bit-synchronous intensity modulated DPSK signal, T.Miyano, M.Fukutoku, K.Hattori Digest of OECC2000, Makuhari, paper 14D3-3, pp. 580-581, 2000”)においてRZ符号化された位相変調信号を提案している。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】上記したように、位相変調を併用したRZ光強度変調符号を用いた従来の光送信器および光伝送システムでは、一般に、強度変調、位相変調、パルス変調に関して各々光変調器が必要となり、これら光変調器が多段にカスケードに接続される。このため、変調部における挿入損失が増加し、変調部出力における光出力パワーが低くなる。このため、光信号ショット雑音が増え、光送信部出力におけるSN比が劣化する問題点があった。

【0010】また伝送速度が高速化した場合、多段に接続された各変調器の変調位相を精密に制御する必要がある、熱特性等による位相のドリフトを補償するために、この部分の安定な位相制御の実現を行う必要があった。このため、制御回路などが複雑化する問題点も顕在化する。更に、従来の波長多重システムにおいて、特に、チャネル数が増えた場合、各チャネルに光変調器を2つ以上搭載する必要があり、従って部品点数が多くなり、光送信器、あるいはそれらを用いた光伝送システムのコストが重む欠点があった。

【0011】一方、従来のDCS-RZ符号を用いたRZ光送信器および光伝送システムでは、データによる強度と位相変調を行う光デュオバイナリ符号化部において、伝送速度に依存して3値の光電気信号変換信号を発生するベースバンドアナログ処理回路(図16に示すLPF99)を実現する必要がある。しかしながら、伝送速度が高速化した場合、この部分の実現が次第に困難になってくる。3値のデュオバイナリ電気信号の波形歪を抑圧するためには、まずLPF99の阻止帯域での反射波による波形劣化を抑圧する必要がある。これに対し、高周波数帯では理想的な電気実装が難しくなり、特にフィルタの阻止域の反射波を終端することが困難となる。また、電気フィルタの理想的なロールオフ特性の実現を行う際、伝送速度が高速化するにしたがって伝送線路やフィルタの周波数依存損失や周波数分散が生じ、波形歪が生じる。このため波形の補償も困難になってくるといった問題があった。

【0012】また、従来のRZ化されたPSK信号は、波長多重システムを考えた場合の相互位相変調を抑圧できるものの、その光変調帯域が伝送速度の4倍程度に広がり、波長多重システムの0.4bit/s/Hz以上的高密度化を考えた場合、クロストークによる伝送品質劣化が問題となる。また、従来技術で高速化を考えた場合、変調器に入力するベースバンド信号を高速化する必要がある。しかしながら、伝送速度の上昇につれ、一般に電子デバイスの耐圧が低下する傾向があり、変調器ドライバなど大振幅動作の実現が難しくなる欠点があった。更に、プリコード回路についてもその高速動作の実現が難しくなり、伝送速度が上昇するたびに設計製造しなおす必要があった。

【0013】本発明は上記課題を解決するためになされたものであり、位相変調を併用したRZ光強度変調符号を用いることにより、光変調器の低損失化、高速化を容易とし、また、従来、ベースバンドアナログ処理回路を用いていた機能を光搬送波周波数領域で実行することによりアナログ信号処理の高速化をはかり、更に、利用する電気信号を全て2値NRZ符号とすることにより、駆動回路等増幅回路の実現を容易とした光送信器および光伝送システムを提供することを目的とする。更に、光フィルタに周期性を持たせることにより波長多重

信号の一括変換を可能とし、あるいは、パッシブな光フィルタを用いることによりアクティブな高速信号処理の同期機能を省略でき、位相変調を併用したRZ光強度変調符号を用いた光送信器および光伝送システムを提供することも目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】上記した課題を解決するために本発明の光送信器は、光源と、NRZ信号としてマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコードNRZ信号を生成するプリコード手段と、前記光源により生成される単一縦モード光信号を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段と、前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段と、を備えたことを特徴

$$H(t) = (E_{in}/2) \cdot \exp(-j(\omega\tau + \phi)/2) \cdot \sin((\omega\tau + \phi)/2) \quad (\text{式1})$$

ここで、 E_{in} は入力光信号電界、 ω は光周波数、 τ は遅延素子の遅延量、 ϕ はマッハツェンダ光フィルタ内の2つの導波路中の光信号の相対位相である。

【0017】また、本発明において、前記マッハツェンダ干渉型フィルタの2つのアームの相対遅延差が1タイムスロットであることを特徴とする。

【0018】上記した課題を解決するために本発明は、データ信号に同期し、かつ、データ伝送速度の整数倍の周波数間隔を持つ互いに同期した2つの縦モード信号を発生する2モードビートパルス光源と、光送信器の強度変調出力信号が、入力NRZ信号と同じ論理または反転論理のどちらか一方になるように符号変換を行うNRZプリコード手段と、前記2モードビートパルス光源により生成される光パルス列信号を、前記プリコード手段により生成されるプリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段と、を備えたことを特徴とする。

【0019】また、本発明において、前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記入力NRZ信号と同じ論理のRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段を更に備えたことを特徴とする。また、本発明において、前記プリコード手段は、 n ビット遅延(n は自然数)された信号との排他的論理和演算を行うことにより差動プリコードを行うことを特徴とする。また、前記光フィルタ手段はマッハツェンダ型光フィルタで構成され、その2つのアームの相対遅延差が $n-1$ ビットより大きく、 $+1$ ビット未満(n は自然数)であることを特徴とする。

【0020】上記した課題を解決するために本発明は、NRZ信号としてマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコードNRZ信号を生成するプリコード手段、光源により生成される単一縦モード光信号を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段、前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光

とする。

【0015】また、本発明の光送信器において、前記光変調手段として、無変調時に透過率が零になるように直流バイアスされ、前記単一縦モード光信号をプリコードNRZ信号により差動位相シフトキーイング変調を行なうマッハツェンダ光強度変調器を用いることを特徴とする。

【0016】また、本発明の光送信機において、前記光フィルタ手段は、マッハツェンダ干渉型光フィルタであることを特徴とする。また、本発明の光送信器において、前記光フィルタ手段として、バンド阻止帯域中心周波数がチャネルのキャリア周波数に一致し、出力光電界が以下の式で与えられるマッハツェンダ干渉型光フィルタを用いることを特徴とする。

【数2】

強度変調信号に変換する光フィルタ手段から成る光送信器と、前記送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、前記光伝送媒体を介して前記送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする。

【0021】また、本発明において、前記各チャネルにおける光送信器の光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記光送信器の光フィルタ手段によりRZ強度変調信号に前記チャネル数だけ一括変換して前記光伝送媒体を介して伝送することを特徴とする。

【0022】上記した課題を解決するために本発明は、NRZ信号として光送信器の出力強度信号が、入力NRZ信号と同じ論理になるように入力NRZ信号の符号変換を行うプリコード手段、光源により生成される単一縦モード光信号または2モードビートパルス光源により生成される光パルス列信号のどちらか一方を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段、前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段とから成る光送信器と、前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、前記光伝送媒体を介して前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする。

【0023】また、本発明において、各チャネルにおける光送信器の光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記光フィルタ手段によりRZ強度変調信号に前記チャネル数だけ一括変換して前記光伝送媒体を介して伝送することを特徴とする。

【0024】上記した課題を解決するために本発明は、NRZ信号として光送信器の出力光強度信号が、入力NRZ信号と同じ論理になるように入力NRZ信号の符号

変換を行うプリコード手段、光源により生成される単一縦モード光信号または2モードビートパルス光源により生成される光パルス列信号のどちらか一方を、前記プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段から成る光送信器と、前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号が伝送する光伝送媒体と、前記光伝送媒体を介して前記光送信器により送信出力されるRZ光強度変調信号を受信し、光強度変調信号に変換する光フィルタ手段を通した後に、直接検波してベースバンド電気信号に変換する光受信器と、を備えたことを特徴とする。

【0025】また、本発明において、前記各チャネルにおける光送信器の前記光位相変調手段により生成される光位相変調信号を、前記光受信器の前記光フィルタ手段によりRZ強度変調信号に前記チャネル数で一括変換して前記光伝送媒体を介して伝送することを特徴とする。また、本発明において、前記光フィルタ手段として、波長多重搬送周波数間隔に等しい周期を持つ周期光フィルタを用いることを特徴とする。また、本発明において、前記光フィルタ手段として、前記各チャネルの光信号帯域において等しい伝達関数を持つ光フィルタを用いることを特徴とする。また、本発明において、前記波長多重のチャネルは、隣接する波長チャネルが直交する偏波を持つことを特徴とする。

【0026】また、本発明は、光送信器と光受信器と両者を結合する光伝送媒体とから成る光伝送システムにおける光送信器において、前記光送信器は請求項1から請求項9のうちのいずれかに記載の光送信器であって、前記光送信器が持つ位相変調手段は、直列に接続された n 個(n は自然数)のDPSK変調器から構成され、前記DPSK変調器は、伝送速度 B の n 個の被多重ベースバンド変調信号を入力として、 m 番目の位相変調器の入力信号が、 $m/(nB)$ の時間だけ(m は自然数)遅延する遅延手段と、前記遅延された変調信号をプリコードするプリコード手段から成り、前記 n 個の被多重ベースバンド信号が時分割多重された $n \times B$ の伝送速度を持つ変調信号光に変換されることを特徴とする。

【0027】また、本発明は、光送信器と光受信器と両者を結合する光伝送媒体とから成る光伝送システムにおける光送信器において、前記光送信器は請求項1から請求項9、請求項20のうちのいずれかに記載の光送信器であって、前記光フィルタ手段は、3ポートを持つサーキュレータに接続された偏波ビームスプリッタと、偏波ビームスプリッタの2つの光出力の偏向状態を保持する偏向保持媒質と、その入出力が結合されたマッハツェンダ干渉型光フィルタから構成され、光入力は前記サーキュレータの第1のポートに接続されて前記第2のポートから出力され、前記偏波ビームスプリッタの合波ポートである第1のポートに接続され、個々の偏波分離出力ポートとしての前記偏波ビームスプリッタの第2、第3のポ

ートが偏波保持手段に接続され、2つの分離出力光の偏波を保持したまま、2つの分離出力信号を互いに逆方向からマッハツェンダ干渉型光フィルタのTE、TMのいずれか一方のモードに結合するように前記マッハツェンダ干渉型光フィルタの2つのポートに各々接続され、前記サーキュレータの第3のポートから光出力信号を取得することを特徴とする。

【0028】また、本発明は、上述の光送信器において、前記プリコード手段は、伝送速度 B で動作する n 個のプリコード回路と、 n 個のプリコード回路からの出力を mT_0/n ($T_0=1/B$, $m=1 \sim n$ の自然数)だけそれぞれ遅延する遅延回路と、 n 個の遅延されたプリコード出力信号の排他的論理和を出力する排他的論理和回路から構成され、伝送速度 nB の時分割多重されたプリコード信号を生成することを特徴とする。

【0029】また、本発明は、請求項10から請求項19のうちのいずれかに記載の光伝送システムにおいて、前記光送信器が持つ位相変調手段は、直列に接続された n 個(n は自然数)のDPSK変調器から構成され、前記DPSK変調器は、伝送速度 B の n 個の被多重ベースバンド変調信号を入力として、 m 番目の位相変調器の入力信号が、 $m/(nB)$ の時間だけ(m は自然数)遅延する遅延手段と、前記遅延された変調信号をプリコードするプリコード手段から成り、前記 n 個の被多重ベースバンド信号が時分割多重された $n \times B$ の伝送速度を持つ変調信号光に変換されることを特徴とする。

【0030】また、本発明は、請求項10から請求項19、請求項23のうちのいずれかに記載の光伝送システムにおいて、前記光送信器または光受信器の少なくとも一方に用いられる光フィルタは、3ポートを持つサーキュレータに接続された偏波ビームスプリッタと、偏波ビームスプリッタの2つの光出力の偏向状態を保持する偏向保持媒質と、その入出力が結合されたマッハツェンダ干渉型光フィルタから構成され、光入力は前記サーキュレータの第1のポートに接続されて前記第2のポートから出力され、前記偏波ビームスプリッタの合波ポートである第1のポートに接続され、個々の偏波分離出力ポートとしての前記偏波ビームスプリッタの第2、第3のポートが偏波保持手段に接続され、2つの分離出力光の偏波を保持したまま、2つの分離出力信号を互いに逆方向からマッハツェンダ干渉型光フィルタのTE、TMのいずれか一方のモードに結合するように前記マッハツェンダ干渉型光フィルタの2つのポートに各々接続され、前記サーキュレータの第3のポートから光出力信号を取得することを特徴とする。

【0031】また、本発明は、請求項24に記載の光伝送システムにおいて、前記光受信器に用いられる光フィルタ手段のパスバンドは、入力された位相変調信号から光デュオバイナリ信号成分を含むように信号成分を切り出し、2値強度変調信号に変換するロールオフを持つこ

とを特徴とする。

【0032】また、本発明は、請求項10から18、請求項23から請求項25のうちいずれかに記載の光伝送システムにおいて、前記プリコード手段は、伝送速度 B で動作する n 個のプリコード回路と、 n 個のプリコード回路からの出力を $mT0/n$ ($T0=1/B$ 、 $m=1\sim n$ の自然数)だけそれぞれ遅延する遅延回路と、 n 個の遅延されたプリコード出力信号の排他的論理和を出力する排他的論理和回路から構成され、伝送速度 nB の時分割多重されたプリコード信号を生成することを特徴とする。

【0033】上記構成において、プリコード手段でベースバンドデータ入力信号を予めプリコードし、位相変調手段でプリコード信号を用いて位相変調を行ない、ここで生成された位相変調光信号を光フィルタ手段により位相変調を伴う RZ 強度変調信号に変換する。位相変調手段として、例えば、差動位相シフトキーイング(DPSK: (Differential Phase Shift Keying))を用いて符号化されたDPSK位相変調信号を生成し、DPSK光変調信号手段の後段に配置された光フィルタ手段により、位相変調信号- RZ 強度信号変換を行なう。上記した光フィルタ手段として光周期フィルタを用いれば、光フィルタの広帯域性により波長多重信号を一括して処理することが可能となり、チャンネル毎に光フィルタ手段を用いる必要がない。このため、チャンネル数が多い大容量波長多重システムにおいては、部品点数の大幅な削減が可能となり、光送信機のコストの低減が可能となる。また、高速信号が不要なパッシブな光フィルタを用いることにより、変調器間の信号位相の精密な制御が不要となる。

【0034】特に、位相変調手段として、前記単一縦モード光信号をプリコードNRZ信号により差動位相シフトキーイング変調を行うマッハツェンダ光強度変調器を用いることにより、電気信号としては2値NRZ信号のみを用いることができ、ベースバンド信号処理の実現を容易にでき、光変調器の個数を削減できる。また、従来、ベースバンドで行っていたアナログ処理機能を、光フィルタを用いてパッシブな光キャリア周波数帯での信号変換を用いて実現することにより、理想的なアナログ処理機能を実現でき、フィルタ処理における反射特性の改善や伝送特性の広帯域化が可能となる。

【0035】また本発明の他の実施形態として、位相変調/ RZ 強度変調変換する光フィルタを、光通信システムの受信側に配置し、伝送符号としては位相変調を用い、その強度を位相変調された RZ パルスを用いる。これにより、波長多重伝送時における相互位相変調などの非線形クロストークによる伝送品質劣化を抑圧しつつ、従来技術に比較して光変調帯域を圧縮することが可能となり、波長多重システムの高密度化を達成することが可能となる。本発明の更に他の実施形態として、位相変調

部を、直列に n 段接続された位相変調器で構成する。このことにより、ベースバンド信号処理速度 B' の変調器ドライバやプリコード回路を用いて、伝送速度 $B=nXB'$ の n 時分割多重化された RZ 強度変調を伴う位相変調データ光信号または位相変調を伴った RZ 強度データ光信号を発生させることが可能となる。これらの多重化された信号は、いずれも帯域圧縮された RZ 信号であり、従来技術に比較して、簡単な構成で高密度の波長多重システムを構成することができる。

【0036】また、本発明における送信器または光伝送システムのプリコード手段の別実施形態として、 n 個の信号処理速度 B' のプリコード回路と、当該プリコード回路の n 個の出力信号を遅延させる遅延手段と、 n 個の遅延された出力信号の排他的論理和をとる排他的論理和回路で構成することにより、伝送速度 $B=nXB'$ の n 時分割多重化されたプリコード信号を生成することができ、高速化を容易に実現することができる。

【0037】

【発明の実施の形態】図1は、本発明における光送信器の一実施形態を示すブロック図である。図1において、NRZ信号発生部1から出力された2値NRZ電気信号は、プリコード部2に入力される。プリコード部2では、光送信器出力が入力されるNRZ信号に一致するような信号処理を行う。プリコード部2で生成される差動プリコードNRZ信号は必要により増幅され、光位相変調部3に入力される。光源4(LD)から発せられる単一縦モードCW光信号は、光位相変調部3で適切な位相変調がおこなわれた後、光位相変調信号を RZ 強度変調信号に変換する光フィルタ部5に入力される。光フィルタ部5の出力は必要に応じて光増幅され、所定の光パワーで本発明の光送信器の出力信号として生成出力される。

【0038】図2に、図1に示す光送信器の各ブロックの詳細構成を示す。図中、図1に示すブロックと同一番号の付されたブロックは、図1に示すそれと同じとする。NRZ信号発生部1から出力されたNRZ電気信号は、プリコード部2に入力される。プリコード部2は、排他的論理和回路(EXOR21)と、1ビット遅延回路22と、差動出力回路23により構成される。プリコード部2が従来におけるプリコード部97(図16)と異なる点は、データ入力信号の論理反転回路94がない点である。図2に示すプリコード部2では、差動符号化が行なわれ、入力NRZ信号にマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコード符号化NRZ信号が差動出力される。この差動符号化NRZ信号は光位相変調部3に入力され、光位相変調部3ではベースバンド増幅器31で必要に応じて増幅し、MZ光強度変調器32に供給する。

【0039】図3は、図2に示すMZ光変調器32の動作を説明するために引用した図である。図3に示される

ように、プリコード部2により生成される差動符号化NRZ信号は、等振幅で増幅され、それぞれMZ光変調器32の半波長電圧まで増幅されることが望ましい。ここで、MZ光変調器32の直流バイアスは、無変調時に透過率零(transmission-null)になるようバイアスされる。説明を図2に戻し、上記の動作条件に従い、MZ光変調器32は、DPSK(Differential Phase Shift Keying)符号化されたDPSK光信号を生成出力する。DPSK光信号は、光フィルタ部5を構成する阻止

$$I(t) = (E_0/2) \cdot \exp(-j(\omega\tau + \phi)/2) \cdot \sin((\omega\tau + \phi)/2) \quad (式1)$$

ここで、 E_0 は振幅、 ω は光周波数、 τ は光遅延素子54の遅延量、 ϕ はマッハツェンダ光フィルタ内における2つの導波路中の光信号の相対位相である。

【0040】図4は、本発明実施形態の動作を詳細に説明するために引用した図である。ここでは、遅延素子の遅延量 τ を $T_0/2$ ($T_0 = 1/B$ ：但し、 B は伝送速度)に等しくした場合を示した。図4(a)は、入力NRZベースバンド電気信号(2値)、図4(b)は、(a)を入力とした場合のプリコード部2の入力プリコードNRZベースバンド電気信号である。図4(c)はこのプリコードNRZ信号により、MZ光変調器32で変調され、生成されるDPSK光変調信号である。図4(d)は、光遅延素子54により τ 遅延されたMZ光フィルタのC点(図2)におけるDPSK光信号、図4(e)は、MZ光フィルタのB点におけるDPSK光信号(マッハツェンダ干渉型光フィルタ出力信号)である。点線は論理的な電界エンベロープであり、実線はプリコードNRZ電気信号に帯域制限をかけた光位相変調を行った場合のDPSK光信号である。また、図4(f)は、直接検波波形である。なお、図4(e)は、上記した(式1)によりMZ光フィルタ51の3dB方向性結合器53のスルーポート56に出力されるRZ光信号を示す。点線は論理的な電界エンベロープであり、実線はプリコードNRZ電気信号に帯域制限をかけた光位相変調を行った場合の電界エンベロープである。

【0041】図4(e)(f)から、MZ光フィルタ出力は、マークビット毎に位相が反転するDCS-RZ信号と同じ位相変化則を持つ信号となっていることがわかる。図2に示す光フィルタ部5において、阻止帯域の光変調信号は、3dB方向性結合器53のクロスポート56に分離される。このため、クロスポート56を斜め研磨する等、終端することにより、光フィルタ阻止帯域における反射波は、スルーポート55にも入力ポート51にも戻らないため、反射特性を十分低減できる。

【0042】図5、図6は、図2に示す、それぞれA、Bにおける光変調スペクトルを表している。図5では遅延量 $\tau = T_0$ 、図6では $\tau = T_0/2$ の場合を示した。図5(a)、図6(a)は、図2に示すA点でのDPSK光変調スペクトルである。縦軸にスペクトル強度、横軸に

帯域中心がDPSK光信号の光キャリア周波数に一致したマッハツェンダ干渉型(MZI)光フィルタに入力される。MZ光フィルタは、入力ポート51、クロス出力ポート55に配置された3dB方向性結合器(52、53)と、遅延量 τ (s)の光遅延素子54から構成される。スルーポート55に入力された光信号を E_{in} とした場合、MZ光フィルタの出力光電界は、以下の式で与えられる。

【数3】

光周波数を目盛ってある。図5(b)、図6(b)は、図2に示すMZ光フィルタ51の周波数応答特性を示している。縦軸に透過率(dB)、横軸に光周波数を目盛ってある。図5では、周期 B (B は伝送速度)の正弦波周波数応答を持ち、図6では周期 $2B$ の正弦波周波数応答を持つ。図5(c)、図6(c)は、変換されたRZ信号光変調スペクトルを示す。縦軸にスペクトル強度、横軸に光周波数を目盛ってある。ここでは、キャリア周波数が完全に抑圧され、変調帯域 $2B$ の変調スペクトルとなっている。以上説明のように、光フィルタ部5により出力されるRZ光信号は、図4に示す波形応答の光位相変化則と、図5、図6に示す光変調スペクトルから、DCS-RZ符号であることがわかる。

【0043】図7は、図2に示す光位相変調部3を他の構成で実現した場合の動作を説明するために引用した図である。図7に示す例において、図2に示す実施形態との差異は、光パルス中で光位相が時間的に変化するチャープを伴う点と、光強度変化が伴わない点である。図7では、ベースバンドプリコードNRZ電気信号入力(a, b, c, d)の各ポイントに対し出力される光位相が、光位相応答(a, b, c, d)の各ポイントに対応して出力され、光位相が線形に変化する応答特性をもつ。このような特性は、例えばLiNbO3などに形成された直線光導波路の屈折率を電気光学効果により変調する形態の光位相変調器により容易に実現できる。

【0044】図8は、図2に示す光フィルタ部5の他の実施形態を示した図である。図8に示す実施形態において、図2に示す実施形態との差異は、光フィルタ部5を構成するマッハツェンダ干渉型フィルタの光分岐部に、3dB方向性結合器52、53の代わりに、Y分岐導波路58、59を用いた点である。図8において、光入力ポート57から入力されたDPSK光信号は、Y分岐導波路58により50%ずつパワー分岐され、2つの方路にわかれる。一方は遅延量 τ の光遅延素子54を通過し、再びY分岐導波路59で合波され、出力ポート60から出力される。

【0045】以下、上記した光送信器を用いた光伝送システムについて説明する。図9は、本発明における光伝送システムの一実施形態を説明するために引用した図で

ある。光送信器61については上記した実施形態と同じものを使用するため、ここでの説明は重複を避ける意味で省略する。図9において、2値NRZ入力電気信号は、光送信器61においてRZ信号に変換され、必要により光増幅器62により光増幅され、所定の信号パワーに設定された後、光伝送媒体62に供給出力される。光伝送媒体69は、光ファイバ伝送路63のみから構成されてもよいし、また、光ファイバ伝送路63が光増幅中継器64で直接増幅中継された光伝送路でもよい。光伝送媒体69の出力信号は、光受信器65に入力される。光受信器65では、光増幅器62で前置増幅されたのちに、必要に応じて波長分散や偏波分散を補償する分散補償回路66に入力され、光伝送媒体69の分散(波長分散もしくは偏波分散)による波形歪が補償される。分散補償回路66の出力は、光信号直接検波素子67において直接検波され、ベースバンド電気信号に変換される。ベースバンド電気信号は、必要に応じて等化増幅され、クロックデータリカバリ(CDR)回路68でタイミング抽出、識別再生がおこなわれ、送信されたデータが再生される。

【0046】図10は、図9に示す本発明光伝送システムの実験システムを説明するために引用した図である。図10において、1.55 μ m帯の光源(DFB-LD)70で生成される単一縦モード光信号が、LiNbO₃を用いたプッシュプルMZ変調器32に入力される。なお、ここに示される実験システムで用いた試験信号は、42.7Gbit/sのM系列の擬似ランダム信号(PN7段信号)とする。ここで、プリコード部2は、PN信号を同じPN信号に変換する性質を持つため省略してある。図10において、NRZパルスパターン発生器71によって生成された4チャネルの10.66Gbit/s(以下10.7Gbit/sと表す)で変調されたM系列のPN7段のNRZ光信号は、それぞれ適切な位相関係を保ち、1:4ビットインタリーブ多重化回路(1:4MUX)72に入力され、42.64Gbit/s(以下42.7Gbit/sと表す)におけるM系列のPN7段信号となるよう多重化され、差動出力される。

【0047】この差動出力信号は、増幅器31において第1のMZ光変調器32における半波長電圧以下の振幅まで増幅されたのち、第1のMZ光変調器32に入力される。なお、第1のMZ光変調器32として、文献2(K.Noguchi et al. "CLEO PacificRim'99, FS2,1999)に開示されているLiNbO₃を用いた進行波型MZ光強度変調器を用いた。MZ光変調器32は、バイアス回路73により、無変調時に透過率零になるよう直流バイアスされており、MZ光変調器32の出力は、42.7Gbit/sPN7段のDPSK光変調符号となる。42.7Gbit/s DPSK光変調符号は、シリカ導波路上に形成されたマッハツェンダ干渉型(MZI)光フィルタ74に入力される。MZIフィルタ74としては、遅延時間が10psで、周波数間隔100GHzの周期光フィルタを用いる。MZIF

ィルタ74の温度を制御し、MZIフィルタ74の阻止周波数をDFB-LDのキャリア周波数に合わせた。このような動作点で光フィルタを通過させることによりMZI光フィルタ74出力は、DCS-RZ符号として出力される。そして、EDFA光増幅ポストアンプ(エルビウムドープ光ファイバアンプ)75で増幅し、1.55 μ m零分散光ファイバ伝送路76を伝送後、光受信器に入力される。

【0048】光受信器では、EDFA光増幅ポストアンプ75で増幅されたものを更にEDFA光増幅プリアンプ77で増幅する。その後、光信号直接検波素子67に入力されて直接検波され、2値NRZベースバンド電気信号に変換される。そして、CDR回路68に供給され、CDR回路68により識別再生された42.7Gbit/sNRZデータ信号は、更に、1:4ビットインタリーブ分離回路78で4つの10.7Gbit/sに分離され、おのおの10.7Gbit/sの誤り率測定器79で誤り率を測定した。

【0049】図11は、図10に示す実験システムの動作を説明するために引用した図である。MZ光強度変調器32では、42.7Gbit/sNRZ信号でプッシュプル駆動することによりDPSK光信号が出力される。図11

(a)に、DPSK光信号の変調スペクトルが、図11(b)にDPSK光信号の直接検波波形が示されている。また、図11(c)には、MZIフィルタ74の出力の直接検波波形、図11(d)にはMZIフィルタ74の光出力信号の光変調スペクトルがそれぞれ示されている。図11(c)から、42.7Gbit/sにおいて位相光変調信号がRZ強度変調信号に良好に変換されていることがわかり、また、図11(d)の光変調スペクトルからキャリア周波数 f_0 (=193.307THz)が抑圧されたDCS-RZ符号の変調スペクトルになっていることがわかる。

【0050】PN7段NRZ信号を用いて誤り率特性を評価した結果、42.7Gbit/sにおいて誤りなしであることが確認され、誤り率 10^{-9} で受信感度-27dBmの良好な感度を得られた。以上のことから本符号がDCS-RZ光符号化則に則ったDCS-RZ符号であることが確認できた。また、MZIフィルタ74のパスバンドにおける光損失は約2dBであり、反射減衰量も-40dB以下であり、MZ光変調器を用いる構成に比べて非常に低損失かつ広帯域な変調系を構成できた。

【0051】図12は、本発明における光伝送システムの他の実施形態を説明するために引用した図である。図12に示す実施形態において、光伝送媒体69、光受信器65は図9に示す実施形態と同一であるが、光送信器61が波長多重伝送方式を用いている点のみ異なる。すなわち、光送信器61は、波長多重システムのチャンネル数(CH#0~CH#n)だけ配置される。図2に示すDCS-RZ信号を出力する光送信器を用いる場合には、各チャンネルの光キャリア周波数(f_{01} ~ f_{0n})は、光フィルタ部5の阻止帯中心光周波数に一致して配置される。各光送信器61では、各チャンネルの異なるキャリア信号が各々の光

送信器においてDCS-RZ変調符号で変調される。各チャネルの光送信器61内に配置された光フィルタ部5としてMZ型の光フィルタを用いてよい。各チャネルの光送信器61で生成されたRZ変調信号は、必要に応じて光増幅器62で光増幅されたのち、波長多重光合波フィルタ80に入力され、波長多重される。

【0052】波長多重光合波フィルタ80で一括波長多重されたDCS-RZ光信号は、必要に応じてEDFA光増幅ポストアンプ62で増幅され、この増幅されたDCS-RZ光変調符号は、所定の送信チャネルパワーで光伝送媒体69に伝送のために供給される。光伝送媒体69は、例えば、光ファイバが光増幅中継器で光直接増幅中継された線形中継伝送路でもよい。光伝送媒体69の出力は、EDFA光増幅ポストアンプ62で光増幅された後に、波長多重光分波フィルタ81に入力され、波長多重DCS-RZ信号が個々のチャンネルに波長分離され($f_{01} \sim f_{0n}$)、光受信器65に入力される。光受信器65中での動作は、図9に示す実施形態と同様であるため説明を省略する。なお、ここでは、波長多重伝送方式を用いた送信器51において、波長多重光合波フィルタ80で多数のチャネルを一括してRZ強度変調信号に変換する例のみ示したが、隣接する波長チャネルの偏波を直交させても同じ効果が得られる。

【0053】図13は、本発明における光送信器の他の実施形態を示すブロック図である。ここでは、図1に示す光送信器の単一縦モード信号を発生するLDの代わりに2モードビートパルス発生部4'を用いている。このことにより、RZ信号のパルスのデューティサイクルを、パルス間でそろえることが可能となり伝送品質を向上させることが可能である。図中、図1に示すブロックと同一番号が付されたブロックは、図1に示すそれと同じとする。ここでは、2モードビートパルス発生部4'により、繰り返し周波数が伝送速度に等しい2モードビートパルス信号が発生される。この部分の詳細については、図41に示す2モードビート発生パルス部91と同様の構成を用いることができるため、詳細は後述する。なお、文献(K. Sato, A. Hirano, N. Shimizu, T. Ohno and H. Lshii, "Dual mode operation of semiconductor mode-locked lasers for anti-phase pulse generation, OFC' 2000, 320/ThW3-1, 2000"に示される2モード共振するモード同期半導体レーザを用いてもよい。

【0054】2モードビートパルスは、位相変調部3においてPSK変調される。この部分の構成は、図3、あるいは図に示す構成のいずれか一方を選択することができる。プリコード部2については、図35に示すプリコード部2と同様の構成をとることができる。位相変調部3とプリコード部2の接続については、図3に示す位相変調部3を用いる場合、図35と同じ構成となる。2モードビートパルス発生部4'を用いる利点は、光フィル

タ部5として使用される位相変調強度変調変換光フィルタにおける損失が、図1、図2のようなCW光源を用いる場合に比較して大幅に低減できる点である。また、生成されたパルス列のデューティサイクルが2モードビートパルスで決定できるため、入力データパターンによるデューティサイクルの変動が抑圧できる。このため、特に、光ファイバ中での光非線効果に対するトレランスを図1、図2に示す光送信器を用いた場合に比べて向上させることが可能である。また、生成された2つのデュオバイナリ光変調スペクトルの対称性を改善することができ、波長分散トレランス特性を向上できる利点がある。

【0055】図14は、本発明における光伝送システムの他の実施形態を示す図である。また、図15、16、20は、その動作を説明するために引用した図面である。図14では、図13に示した光送信器の出力が光伝送媒体69に入力される。ここで、プリコード部2としては、 $n=1$ の遅延時間が1ビットのプリコード回路が用いられる。また光フィルタ部5としては、遅延時間が1ビットの位相変調強度変調変換用マッハツェンダ型光フィルタが用いられる。光伝送媒体69の一例として、シングルモードファイバを用いることができる。また、光受信部66として、直接検波受信器が用いられる。

【0056】図15は、図14の各部の波形を示す。図15(a)では、2値NRZデータ電気信号(伝送速度B)がプリコード部2に入力される。図14の2モードビートパルス信号発生部4'では、例えば、モード同期半導体レーザを用いる場合には、データ信号に同期した伝送速度Bと等しい繰り返し周波数Bの正弦波が入力される。2モードビートパルス信号発生部4'からは、図16(a)に示すような変調スペクトルをもつ2モードビートパルスが生じ、その位相は、図25(b)に示すようにビットごとに反転する。この2モードビートパルスを、図13の位相変調部3で図15(c)のようなタイミングで変調すると、図16(b)に示すような、搬送波成分が抑圧された光変調帯域3Bの光信号スペクトルが出力され、図15(d)に示すような位相変調RZ信号が生成される。この位相変調RZ信号を伝送符号として用いた場合は、上記した参考文献(宮野ら)に記載の技術に比較して光変調帯域を圧縮することが可能となる。この信号が、光フィルタ部5として使用される位相変調強度変調変換光フィルタに入力される。

【0057】位相変調強度変調変換光フィルタとして、FSRが伝送速度Bに等しいマッハツェンダ型光フィルタを考え、その阻止バンド中心が、図16(c)に示すように搬送波周波数 f_0 に等しく配置される透過特性をもつポート(実線で表示)の光出力信号を考える。このとき、光信号スペクトルとして、図16(d)のような2つの光デュオバイナリ信号スペクトルが周波数差Bで並んだDCS-RZ信号が得られ、図16(e)に示す

ような強度変調周波形が得られる。この出力光信号は、マークビットごとに位相が反転している。一方、そのパスバンド中心が、図16(c)に示すようにキャリア周波数 f_0 に等しく配置される透過特性をもつポート（点線で表示）の光出力信号を考える。このとき、光信号スペクトルとして図16(e)のような3つの光デュオバイナリ信号スペクトルが周波数差 B で並んだDuobinary-RZ信号が得られ、図15(f)に示すような強度変調周波形が得られる。この出力光信号は、Duobinary信号と同じ位相変調規則を有している。前記いずれのRZ信号も、帯域幅としてそれぞれ、 $2B$ 、 $3B$ 以下と狭く、いずれもベースバンド信号としてNRZ符号を用いて、従来符号と比較して帯域圧縮されたRZ強度変調信号が発生できることがわかる。

【0058】図17は、図13に示す光送信器を用いた光伝送システムの一実施形態である。図14に示す実施形態との差異は、プリコード部2の遅延量と、光フィルタ部5として用いるMZI光フィルタの遅延量が、それぞれ2タイムスロットになるように選んだことにある。図17では、図13に示した光送信器の出力が光伝送媒体69に入力される。ここで、プリコード部2として、 $n=2$ の遅延時間が2ビットのプリコード回路を使用し、また、光フィルタ部5として、遅延時間が2ビットの位相変調-強度変調変換マッハツェンダ型の光フィルタ回路を用いている。光伝送媒体69の一例として、シングルモードファイバを用いている。また、光受信部66では、直接検波受信器が用いられる。

【0059】図18は、図17に示す各ブロックの波形を示す。図18(a)では、2値NRZデータ電気信号（伝送速度 B ）がプリコード部2に入力される。図17の2モードビートパルス発生部4'では、例えば、モード同期半導体レーザを用いる場合には、データ信号に同期した伝送速度 B と等しい繰り返し周波数 B の正弦波が生成され、入力される。2モードビートパルス発生部4'からは、図19(a)に示すような変調スペクトルをもつ2モードビートパルスが生じ、その位相は、図18(c)に示すようにビット毎に反転する。

【0060】この2モードビートパルスを、図17の位相変調部3で図18(b)のようなタイミングでプリコード信号により位相変調すると、図19(b)に示すような搬送波成分が抑圧された光変調帯域 $3B$ の光信号スペクトルが出力され、図18(d)に示すような位相変調RZ信号が生成される。この位相変調RZ信号を伝送符号として用いた場合は、上記した参考文献（宮野ら）の技術と比較して光変調帯域を圧縮することが可能となる。この信号が光フィルタ部5を構成する位相変調強度変調変換光フィルタに入力される。ここでは、位相変調強度変調変換光フィルタとしてFSRが伝送速度 B に等しいマッハツェンダ型光フィルタを考え、その阻止バンド中心が、図19(c)に示すように搬送波周波数

f_0 に等しく配置される透過特性をもつポート（実線で表示）の光出力信号を考える。このとき、このポートの光信号スペクトルは図19(e)のような信号スペクトルになり、図18(g)に示すようなRZ強度変調光信号が得られる。

【0061】一方、そのパスバンド中心が、図19(c)に示すように搬送波周波数 f_0 に等しく配置される透過特性をもつポート（点線で表示）の光出力信号を考える。このとき、光信号スペクトルとして図19(d)が得られ、図18(f)に示すような強度変調周波数が得られる。前記いずれのRZ信号も帯域幅としてそれぞれ、 $2B$ 、 $3B$ 以下と狭く、いずれもベースバンド信号としてNRZ符号を用いて、従来符号と比較して帯域圧縮されたRZ強度変調信号が発生できることがわかる。

【0062】図20は、本発明における光送信器の更なる他の実施形態を示すブロック図である。図20に示す実施形態において、図13に示す実施形態との差異は、ここでは、位相変調信号を強度変調RZ信号に変換するための光フィルタ部5を持たないことにある。従って、図示せぬ光伝送媒体路を伝送される信号は、RZ強度変調信号である点異なるのみである。

【0063】図21は、図2に示す光送信器を用いた本発明における光伝送システムの他の実施形態を示すブロック図である。図15に示す光伝送システムとの差異は、位相変調強度変調変換光フィルタ60が光伝送媒体69の出力に配置され受信器内に構成される点である。位相変調強度変調変換光フィルタ60として、1ビット遅延マッハツェンダ型光フィルタを用い、図16(c)と同様な周波数配置を考えた場合、マッハツェンダ型光フィルタの2アームの光出力は、図15(e)と図15(f)に示すような相補的な光強度変調出力信号を得る。

【0064】すなわち、このような遅延検波による直接検波受信器で識別再生する場合、送信側における2モードビートパルスによる交番位相変調は、データの復調の結果に影響を与えないことがわかる。図21の光受信部66では、図22(a)に示すように、MZI光フィルタを用いて光受信位相変調RZ信号を図22(e)に示した強度変調信号に変換し、通常の直接検波受信器で受信してもよい。また、図22(b)に示すように、MZI光フィルタをもちいて光受信位相変調RZ信号を図22(f)に示した強度変調信号に変換し、直接検波したのち識別再生し、反転論理を通して復調してもよい。この反転動作は、あらかじめ光送信器のプリコード部2の入力に配置してもよい。また、図22(c)に示したように、図16(e)と図16(f)の2つの出力を2つの受光素子を用いて差動受信してもよい。差動受信した場合の受信感度は、差動受信しない場合に比較して $3dB$ 受信感度を向上させることが可能である。

【0065】図23～図26は、本発明の更新に他の実施形態を説明するために引用した図である。図16

(d)(e)からわかるように、復調された強度変調信号成分には光デュオバイナリ成分がそれぞれ含まれる。従って、図23、図24に示したように、図23

(i)、図24(g)のようなバンドパスフィルタを、受信器内で実現し、直接検波することにより、図23(j)、図24(h)に示したように、復調された信号に含まれる任意の光デュオバイナリ信号成分を取得することができ、波長分散トレランスを拡大することが可能である。このように光受信位相変調RZ信号の信号スペクトルから光デュオバイナリ信号スペクトルをフィルタリングにより取り出すことにより、波長分散トレランスを図22(a)に示す受信器構成を用いた場合に比較して2倍程度拡大することが可能である。なお、図23は、上側帯波の光デュオバイナリ成分を取り出す構成であるが、下側帯波の光デュオバイナリ成分を取り出してもよい。また図24ではキャリア周波数を含む光デュオバイナリ成分を取り出す構成であるが、それ以外の両側における光デュオバイナリ成分のどちらか一方を取り出す構成でもよい。すなわち、伝送符号としては、RZ強度変調された位相変調符号を用いることにより、光伝送媒体上での光非線形効果に対するトレランスを向上でき、受信側で、位相変調 強度変調変換し、更に、光搬送波周波数領域で信号帯域を制限することにより、伝送路の波長分散トレランスを向上することが可能となる。

【0066】図25は、光フィルタ部に帯域制限機能を付加し、復調信号の波長分散トレランスを向上させるための具体的構成例である。図25(a)では、光伝送媒体上を伝送されてきたRZ位相変調信号が、光前置増幅器251で増幅されたのち、MZI光フィルタ252により強度変調信号に変換される。ここでは、図23または図24に示される矩形に近い伝達関数の光バンドパスフィルタ253を、MZI光フィルタ252と直接検波受信器254の間に配置することにより、光デュオバイナリ成分を取り出すことが可能である。一方、図25(b)では、図25(a)のMZIフィルタ252と帯域制限用光バンドパスフィルタ253の等価的な機能を、実現が容易な1つのガウシアンフィルタ255で実現した例である。すなわち、図25(a)と同様、光伝送媒体を伝送されてきたRZ位相変調信号が、光前置増幅器251で増幅された後、ガウシアンフィルタ255の中心周波数を所望の光デュオバイナリ成分の中心周波数にあわせ、位相変調 強度変調変換と帯域制限機能を一度に実現している。

【0067】図26は、図25(b)の具体的な実現例に関して数値計算をおこなった結果をグラフ表現した図である。図26(a)は、図23に示した周波数配置の場合の計算例で、伝送速度は43Gbit/sのM系列の擬似ランダム信号で変調されたRZ位相変調信号の変調ス

ベクトルを点線で示している。実線は、半値全幅が24GHzの1つのガウシアンフィルタにより抜き出した光デュオバイナリ成分が示されている。この抜き出された信号を直接検波した波形を、図26(b)(c)に示した。図26(b)(c)により、復調波形はもとのPN7段の信号が復調され、良好なアイパターンが得られていることを確認でき、符号間干渉の少ない光デュオバイナリ信号を復調可能である。

【0068】図27は、本発明における送信器、あるいは受信器で使用される位相変調強度変調変換光フィルタの構成の一例を示す図である。マッハツェンダ型光フィルタを用いる場合、その透過特性が入力偏波によって変化することが課題となる。特に、このような光フィルタを受信器側で用いる場合、例えば、光伝送媒体として光ファイバを用いた場合、伝送後の偏向状態の変化により受信特性が変動するといった問題がある。かかる課題を解決する位相変調強度変調変換光フィルタの構成を図27に示した。

【0069】図27において、まず、光位相変調信号はサーキュレータ271のポートに入力され、ポート2から出力される。ポート2からの光位相変調信号は、偏波ビーム・カプラ・スプリッタ272に入力され、2つの直交する直線偏波成分に分離される。個々の分離された偏波成分の光位相変調信号成分の一方は偏波の軸が90度回転される。偏波依存性をもつ位相変調強度変調変換光フィルタでは、TE伝播モードまたはTM伝播モードのどちらか一方の方向のみ感じるように2つの偏波分離された信号が入力され、互いに逆方向に伝播し、光フィルタの同じ伝播モードで位相変調 強度変調変換される。強度変調変換された信号は、再び、偏向ビームカプラ・スプリッタ272に入力され、偏波合成されたのち、ポート1から出力され、サーキュレータ271のポート2に入力される。偏波合成された強度変調復調信号は、サーキュレータのポート3から取り出すことが可能である。このような構成をとることにより、入力された光位相変調信号は、どのような偏波状態で入力されても、いつも一つの偏波方向のフィルタ特性しか感じない。このため、位相変調強度変調変換フィルタの偏波依存性に影響されない位相変調強度変調変換を実現することが可能となる。

【0070】図28は、1.58 μ m帯における位相変調強度変調変換光フィルタの実験例をグラフ表示したものである。ここでは、光フィルタとして、シリカ導波路上に作成されたFSR50GHzのMZI干渉フィルタを用いた。図27に示す構成を用いない場合、入力偏波を変化させると、最大9GHz程度の伝達関数のシフトがみられる。一方、図27に示す構成を採ることにより、図2(b)に示したようにほとんど入力偏波によらない光フィルタの伝達関数を実現することができ、安定に位相変調 強度変調信号変換が現実でできることが確認

できた。

【0071】図29は、本発明における光送信器に用いられる位相変調手段及びプリコード手段の更に他の実施形態を示すブロック図であり、ここでは $n=2$ の多重構成が示されている。図2に示す実施形態との差異は、光位相変調部3が直列に接続された2つのDPSK変調部301、302から構成され、入力された2つのデータ信号を、光搬送波周波数帯の処理ブロックにおいて時分割多重することが可能であり、この部分の高速動作の実現に適している点である。図30は、図29に示す送信器の動作を説明するために引用した図である。図30

(a)(b)は、伝送速度の等しい2つの独立な多重化されるデジタル電気信号D1、D2であり、2値NRZ信号である。また、(c)は、D1とD2を時分割多重した2値NRZ多重信号である。この多重信号をプリコードしたデータを(d)に示す。D1とD2を時分割多重でDPSK変調した信号は、(d)に対応して位相変調される。図29に示す光送信器は、この多重化された位相変調信号をベースバンドでの多重処理を行うかわりに光搬送波周波数帯の処理ブロックで処理を行うことにより生成する。

【0072】なお、図30において、(e)(f)は、D1、D2を、それぞれ図35のプリコード部2で変換したプリコードNRZデータP1、P2であり、マークビットが入力されることに符号が反転する。プリコードNRZデータP2は、P1と比較して相対遅延差として $T/2$ (T は入力データ信号D1、D2の1タイムスロット)遅延される。P1によりDPSK変調器が、(e)と同様な位相変調を受け、DPSK変調器302に入力される。DPSK変調器301、302では、(f)と同じタイミングでP2によりD1の位相変調タイミングに比較して(g)に示すように $T/2$ 遅延されてDPSKによる位相変調を受け、DPSK変調器301、302から出力される。この結果、(h)が出力され、D1、D2を時分割多重してプリコードした多重データ(d)により1つのDPSK変調器301(302)で位相変調した信号と同じ位相変調信号が生成されることがわかる。本信号(h)と1ビット遅延した信号(i)とをマッハツェンダ型変調器を用いて合成して位相変調-強度変調変換を行うと(j)に示したように、元の信号(a)と同じ信号が復調される。

【0073】図31は、本発明における光送信器に用いられるプリコード手段(1ビット遅延の場合)の更に他の実施形態を示すブロック図である。ここに示す実施形態は、図29に示す実施形態と基本的には同じであるが、遅延された複数のプリコード被多重信号の排他的論理和を光位相変調器において搬送波周波数で行う代わりに、ベースバンドで行う点が異なる。ここでは、2つの伝送速度Bの等しい同期した独立なNRZ信号1、2がそれぞれ、図35のプリコード部2でプリコードされ

る。このとき、遅延素子は被多重NRZ1、2信号のうち、信号1のタイムスロット T_0 に等しく設定される。プリコードされたNRZ信号は、どちらか一方が遅延素子により遅延され、各々の位相変調タイミングの相対遅延差が $T_0/2$ に等しく設定され、排他的論理和回路204で排他的論理和がとられる。この排他的論理和回路204の出力は、NRZ1入力信号とNRZ2入力信号をビットインタリーブ多重した後にプリコードした信号に等しい。以上の説明から、高速化が難しいプリコード部2を低速で動作するプリコード回路を用いて並列処理することにより、プリコード部2の高速化を容易に実現することができる。

【0074】ここで、送信器の光搬送波周波数($f_{01} \sim f_{0n}$)は、図34に示す波長多重システムの各チャンネルグリッドに一致して設定される。図34は、波長間隔配置として等間隔配置とした実施形態を示した図である。各光送信器では、光源4から光キャリア信号がMZ光変調器32によりDPSK光変調符号で変調される。DPSK光変調符号によるベースバンド信号処理は、図2と同じであるため説明を省略する。各チャンネルの光送信器で変調されたDPSK光変調信号は、波長多重光合波フィルタ80で波長多重される。波長多重された波長多重DPSK光変調符号は、必要に応じて光増幅されたのち、光フィルタ部83に入力される。光フィルタ部83の阻止帯中心光周波数は、各チャンネルの光キャリア周波数に一致して設定され、またその周期は、波長多重チャンネルのグリッド周期と一致して設定される。

【0075】光フィルタ部83の動作点を以上のように設定することにより、周期光フィルタ83では、波長多重DPSK光変調信号が一括して波長多重DCS-RZ光変調符号に変換される。光フィルタ部83として、周期光フィルタ83の他にMZ型の光フィルタを用いてもよい。その後、一括変換されたDCS-RZ光変調符号は、必要に応じて光増幅器62により光増幅され所定の送信チャンネルパワーで光伝送媒体69に入力される。光伝送媒体69は、例えば、光ファイバが光増幅中継器で光直接増幅中継された線形中継伝送路でもよい。光伝送媒体69の出力は、光増幅されたのちに、波長分離フィルタ81に入力され、DCS-RZ符号が個々のチャンネルに波長分離され、波長分離されたのち、光受信器65に入力される。光受信器65中での動作は図12に示す実施形態と同様であるため説明を省略する。なお、ここでは、波長多重伝送方式を用いた送信器51において、波長多重光合波フィルタ80で多数のチャンネルを一括してRZ強度変調信号に変換する例のみ示したが、隣接する波長チャンネルの偏波を直行させても同じ効果が得られる。

【0076】図36は、図34、図35に示す実施形態の動作を説明するために引用した図である。光周波数領域で等間隔に配置されたキャリア信号(図36(a))は、各々DPSK符号で変調され、波長多重光合波フィ

ルタ80の出力において、図36(b)のような波長多重DPSK光信号スペクトルになる。図36(c)のような周期光フィルタ83を用いることにより、本発明構成要件の一つである光フィルタ部5を実現できる。図36(d)には変換された波長多重DCS-RZ符号の光変調スペクトルを示した。以上説明のように、1個の周期光フィルタ83の周期性を利用することにより一括して波長多重DPSK光信号を波長多重DCS-RZ光変調符号に変換することができる。なお、本発明実施形態によれば、等間隔配置の波長多重を念頭に説明したが、不等間隔配置にあってもよく、この場合、各チャネルの光信号帯域において等しい伝達関数を持つ光フィルタを用いる。

【0077】図37は、本発明における伝送システムの更に他の実施形態を説明するために引用した図である。図34に示す実施形態との差異は、伝送符号が2モードビートパルスを用いて位相変調されたRZ符号である点と、位相変調強度変調変換周期光フィルタ70が受信端に配置されている点である。光伝送媒体は、例えば、光ファイバが光増幅中継器62で光増幅中継された線形中継伝送路でもよい。光受信器としては、図22及び図25に示すどの方式を用いてもよい。ここで、送信器の光搬送周波数($f_{01} \sim f_{0n}$)は図37に示す波長多重システムの各チャンネルグリッドに一致して設定される。図38は、波長間隔として等間隔配置(3B; 伝送速度Bの3倍)とした例を示している。各光送信器では図20に示した構成をとることができる。ここで、位相変調部3は、図3、図7、図29に示した構成のいずれも可能である。DPSK光変調符号によるベースバンド処理は、図2または図29と同じであるため説明を省略する。

【0078】各チャネルの光送信器で変調されたDPSK-CS-RZ符号は、波長多重波長合波フィルタ81により波長多重される。波長多重された波長多重DPSK-CS-RZ光伝送符号は、必要に応じて光増幅されたのち、光伝送媒体69に入力される。光伝送媒体69からの出力は、光位相変調強度変調変換周期光フィルタ70に入力される。光位相変調強度変調変換周期光フィルタ70の阻止帯中心周波数は、各チャネルの光搬送周波数に一致して設定され、またその周期は、波長多重チャネルのグリッド周期と一致して設定される。図38では、FSRとして、伝送速度Bに等しく設定した。

(a)は、図37の各光送信器で発生した2モードビートパルス信号のスペクトルである。(b)は、同じく図37の各光送信器内で2モードビートパルス信号を位相変調し、波長多重波長合波フィルタ81で波長多重した信号スペクトルである。(c)は、各光送信器の光搬送波周波数 f_{0n} と位相変調強度変調変換周期光フィルタ70との関係を示した図である。図38では、光周期フィルタ70として、1ビット遅延のマッハツェンダ光フィルタを用いている。光周期フィルタのパスバンド配置と

して、図38(c)の実線のように選べば、(d)に示したように、差分出力RZ光強度変調信号が一括変換生成され、光周期フィルタ70から出力される。また、パスバンド配置を図38(c)の点線のように選べば、

(e)に示したような和分出力RZ光強度変調信号が一括変換生成され、光周期フィルタ70から出力される。一括変換生成された、上記いずれか一方のRZ光強度変調信号が波長多重波長合波フィルタ82により波長分離され、各光受信器で復調される。FSRのとり方としては、伝送速度B以上であればよい。例えば、伝送速度が43Gbit/sで100GHz間隔のWDMを考え、光位相変調強度変調変換周期光フィルタ70(MZI光フィルタ)のFSRを50GHzとしても復調は可能である。また、光位相変調強度変調変換周期光フィルタ70としてMZIフィルタを用いる場合には、図27を引用して説明した偏波無依存化光位相変調強度変調変換フィルタを用いることが望ましい。

【0079】図39は、図37に示す位相変調強度変調変換周期光フィルタ70と波長多重波長合波フィルタ82の機能を同時に、1つの光フィルタで実現した場合の実施形態である。また、図40は、図39のフィルタの変換動作を説明するために引用した図である。図39では、図37の受信器部分と同様に、光フィルタなどの光伝送媒体を伝送後の波長多重されたRZ位相変調信号が、図39に示される受信器66に入力される。光受信器66では、波長多重信号が光増幅プリアンプ62で共通増幅され、波長分波器80に入力される。波長分波器80の各チャネルにおけるパスバンド中心は、各チャネルのキャリア周波数と一致するように設定される。ここで、波長多重システムは周期フィルタでなくともよい。パスバンドの形状はガウシアンフィルタであり、そのFWHMは、チャネル伝送速度の0.5から0.6倍の間に設定される。例えば、図26に示した例では、伝送速度の0.56倍に設定している。このように設定することにより、波長多重RZ位相変調信号は、一括して波長多重デュオバイナリ信号に変換される。

【0080】この方式の利点は、製造が容易でパスバンドの損失が低く、かつ、入力偏波にパスバンドが依存しにくいガウシアンフィルタを用いることができる点である。例えば、文献(H. Takahasi, K. Oda, H. Toba, and Y. Inoue, "Transmission characteristics of arrayed waveguide NxN wavelength multiplexer, IEEE J. Lightwave Technol." 13, No.3, pp447-455, 1995)に開示されたアレイ格子フィルタを用いれば、不等間隔および等間隔のガウシアンフィルタを用いた波長多重分波器を実現することが可能である。光位相変調強度変調変換フィルタの動作点を以上のようにとると、周期フィルタでは、波長多重DPSK光変調信号が一括して波長多重RZ信号に変換される。

【0081】なお、図32、図33は、位相変調符号を

伝送符号として用いた本発明の光伝送システムの効果を説明するために引用した図である。図32には、2つの計算機シミュレーションのモデルを示した。計算条件は、伝送速度；4.3Gbit/s、チャネル数；4チャネル、波長多重チャネル間隔100GHz間隔、信号波長はCバンドとした。ファイバ伝送路は、200kmの光増幅中継伝送路であり、各スパンは100kmの分散シフトファイバ（損失0.21dB、分散値；+2ps/nm/km、分散スロープ；0.07ps/km/nm）から構成される。1スパン目の分散は、チャネル2とチャネル3の中心波長で零分散になるよう光増幅中継器で分散補償し、2スパン目に入力される。計算モデルとしては、図14に示したように、送信器内で位相変調強度変調変換をおこなうRZ符号を用いる場合（図32（a））と、図21に示したように受信器内で位相変調強度変調変換を行うRZ符号を用いる場合（図32（b））を比較した。

【0082】ここでは、位相変調強度変調変換フィルタ60として、FSRが伝送速度B（=4.3GHz）のマッハツェンダ型（MZI）光フィルタを用いた。各搬送波信号が、図13または図20に示される光送信器61で変調されたのちに、波長多重フィルタにより100GHz間隔で波長多重され、ファイバ伝送路63に入力される。ファイバ伝送路63の出力は、光増幅され、波長分離されたのち、波長分散補償デバイスD（64）により伝送路の波長分散が補償される。図32（a）では、直接検波受信器66で受信された信号が再生される。図32（b）では、分散補償された光信号が光位相変調強度変換フィルタ60としてのMZIフィルタに入力され、強度変調信号に変換されたのち、直接検波受信器66で受信される信号が再生される。

【0083】図33（a）は、図32（a）に対して、チャンネルパワーと全分散（ファイバ伝送路の分散と分散補償デバイスDの分散の合計）を変化させた場合の、アイ開口劣化1dB以内の許容範囲を各チャネルについて示している。チャンネルパワーが2dBm以下の線形な伝送の場合、各チャネルの分散トレランスはいずれも80ps/nm程度となり、通常のRZ符号に比較して約2倍程度の分散トレランスが実現できる。この結果から、上記したRZ符号伝送方式が広い分散トレランスを有することがわかる。全チャネルの伝送特性がアイ開口劣化1dB以内となる許容チャンネルパワーはチャネル2、3で決まり、約+5dBm程度である。

【0084】図33（b）は、図32（b）に対して、チャンネルパワーと全分散（ファイバ伝送路の分散と分散補償デバイスDの分散の合計）を変化させた場合の、アイ開口劣化1dB以内の許容範囲を各チャネルについて示している。チャンネルパワーが2dBm以下の線形な伝送の場合、各チャネルの分散トレランスは、いずれも80ps/nm程度となり、通常のRZ符号に比較して約2倍程度、図32（a）の場合と同等の分散トレランスが実現

できる。この結果から、上記したRZ符号伝送方式が、従来技術に比較して広い分散トレランスを有することがわかる。また、全チャネルの伝送特性が、アイ開口劣化1dB以内となる許容チャンネルパワーはチャネル2、3で決まり、約+8dBm程度である。この結果から、図32（a）の方式よりも3dB程度許容チャンネルパワーを改善することができ、非線形効果による劣化に対するトレランスを向上させることができる。更に、最適な分散値がチャンネルパワーによらないため、チャンネルパワーのダイナミックレンジの広い光増幅中継システムが、波長多重技術を用いて実現できる。

【0085】以上図33（a）、（b）を比較すると、光伝送路が線形な場合は、光位相変調・強度変調変換フィルタ60の位置によらず同じ特性を示すが、チャンネルパワーが増加し、光伝送路が非線形な場合には、図32（b）は図33（c）に比較して非線形効果によりロバストな伝送特性を実現でき、新たな効果をそうすることがわかる。

【0086】

【発明の効果】以上説明のように本発明によれば、位相変調を併用したRZ光強度変調符号を用いた光送信器および光伝送システムの高速化を実現するために、光送信器を、NRZ信号としてマークビットが入力される毎に論理が反転する差動プリコードNRZ信号を生成するプリコード手段と、光源により生成される単一縦モード光信号を、プリコード手段により生成される差動プリコードNRZ信号により光位相変調する光位相変調手段と、光位相変調手段により生成される光位相変調信号をRZ光強度変調信号に変換する光フィルタ手段とで構成することにより、光変調器の低損失化、高速化が容易となる。また、従来、ベースバンドアナログ処理を用いていた機能を光キャリア領域で行なうことにより、アナログ信号変換処理の高速化を実現し、更に、用いる電気信号を全て2値NRZ符号とすることで、駆動回路などの増幅回路の実現が容易になる。一方、光フィルタに周期性をもたせることにより、波長多重信号の一括変換が可能となり、あるいはパッシブな光フィルタを用いることより、アクティブな高速信号処理の同期機能を省略でき、位相変調を併用したRZ光強度変調符号を用いた光送信器また光伝送システムを提供することが可能である。

【0087】また、本発明によれば、光フィルタの並列処理機能を用いて波長多重信号の位相変調信号から強度変調信号変換への一括変換が可能になる。更に、2モードビートパルス信号を位相変調することにより、伝送符号としてデューティサイクルが一定なRZ位相変調符号、または強度変調符号を用いることができ、光信号帯域の狭帯化が可能となり、波長多重システムの周波数利用効率を向上するとともに非線形効果による伝送品質劣化に対するトレランスを向上することが可能となる。ま

た、受信側で光信号帯域の狭窄化を行うことにより、波長分散トレランスを向上することが可能となる。更に、高速多重化に関して、プリコード回路や、変調器、変調器ドライバを高速化しなくても実現することが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明における光送信器の一実施形態を示すブロック図である。

【図2】 図1に示す光送信器の各ブロックの内部構成を示す図である。

【図3】 図2に示すMZ光変調器の動作を説明するために引用した図である。

【図4】 図1、図2に示す本発明実施形態の動作を詳細に説明するために引用した図である。

【図5】 図2に示す点Aにおける光変調スペクトルを説明するために引用した図である。

【図6】 図2に示す点Bにおける光変調スペクトルを説明するために引用した図である。

【図7】 図2に示す光位相変調部を他の構成で実現した場合の動作を説明するために引用した図である。

【図8】 図2に示す光フィルタ部の他の実施形態を示した図である。

【図9】 本発明における光伝送システムの一実施形態を説明するために引用した図である。

【図10】 本発明における光伝送システムの実験システムを説明するために引用した図である。

【図11】 図10に示す実験システムの動作を説明するために引用した図である。

【図12】 本発明における光伝送システムの他の実施形態を説明するために引用した図である。

【図13】 本発明における光伝送システムの更に他の実施形態を説明するために引用した図である。

【図14】 図13に示す光送信器を用いた光伝送システムの一の実施形態を示す図である。

【図15】 図13、図14に示す光送信器および光伝送システムの動作につき、各部の波形を用いて説明した図である。

【図16】 図13、図14に示す光送信器および光伝送システムの動作につき、各部における光スペクトルを用いて説明した図である。

【図17】 図13に示す光送信器を用いた光伝送システムの第2の実施形態を示す図である。

【図18】 図17に示した光送信器および光伝送システムの動作につき、各部の波形を用いて説明した図である。

【図19】 図17に示した送信器および光伝送システムの動作につき、各部の光スペクトルを用いて説明した図である。

【図20】 本発明における光送信器の更に他の実施形態を示すブロック図である。

【図21】 図20に示す光送信機を用いた光伝送システムの一実施形態を示すブロック図である。

【図22】 図21の光伝送システムにおける光受信器の構成例を説明するために引用した図である。

【図23】 図20の光伝送システムにおいて使用される光受信器につき、波長分散トレランスの拡大効果を光信号スペクトルから説明するために引用した図である。

【図24】 図20の光伝送システムにおいて使用される光受信器につき、波長分散トレランスの拡大効果を光信号スペクトルから説明するために引用した図である。

【図25】 図23、図24に示す光受信器の構成の一例を示す図である。

【図26】 図25に示す受信器の動作を説明するために引用した図である。

【図27】 本発明で用いられる光フィルタの伝達関数の偏波無依存化における構成の一例を示す図である。

【図28】 図27に示す構成による実験結果を説明するために引用した図である。

【図29】 本発明で用いられるプリコード部と位相変調部の内部構成を説明するために引用した図である。

【図30】 図29に示すプリコード部と、位相変調部の動作を説明するために引用した図である。

【図31】 本発明で用いられるプリコード部の他の構成を説明するために引用した図である。

【図32】 本発明の光伝送システムの効果を説明するために引用した図である。

【図33】 本発明の光伝送システムの効果を説明するために引用した計算結果を示す図である。

【図34】 本発明における光伝送システムの更に他の実施形態を説明するために引用した図である。

【図35】 図34に示す光送信器の内部構成を説明するために引用した図である。

【図36】 図34、図35に示す本発明実施形態の動作を説明するために引用した図である。

【図37】 本発明における光伝送システムの更に他の実施形態を説明するために引用した図である。

【図38】 図37に示す光伝送システムの動作を光信号スペクトルから説明するために引用した図である。

【図39】 図37の光伝送システムに使用される光受信器の他の実施形態を説明するために引用した図である。

【図40】 図37に示す光伝送システムの動作を、光信号スペクトルから説明するために引用した図である。

【図41】 従来の光送信器の構成を説明するために引用した図である。

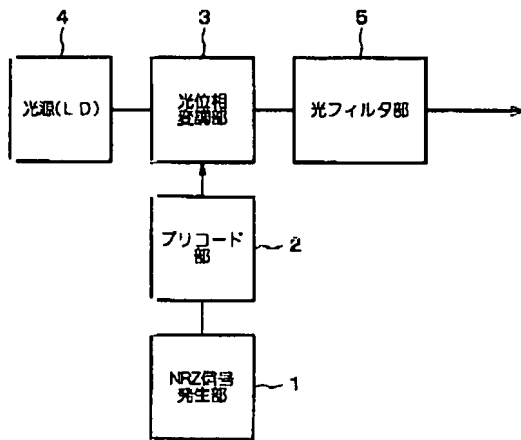
【図42】 図41に示す従来の光送信器の動作を説明するために引用した図である。

【図43】 図41に示す従来の光送信器の光変調スペクトルを説明するために引用した図である。

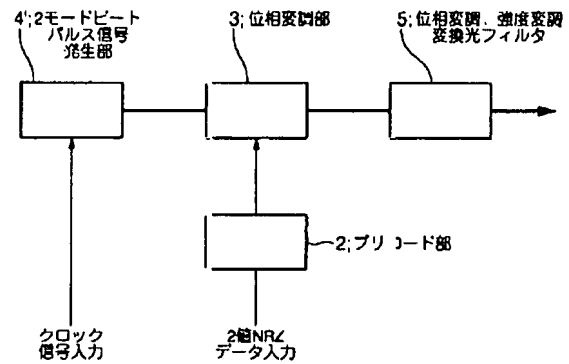
【符号の説明】

1…NRZ信号発生部、2…プリコード部、3…光位相変調部、4…LD光源、4'…2モードビートパルス発生部、5…光フィルタ部

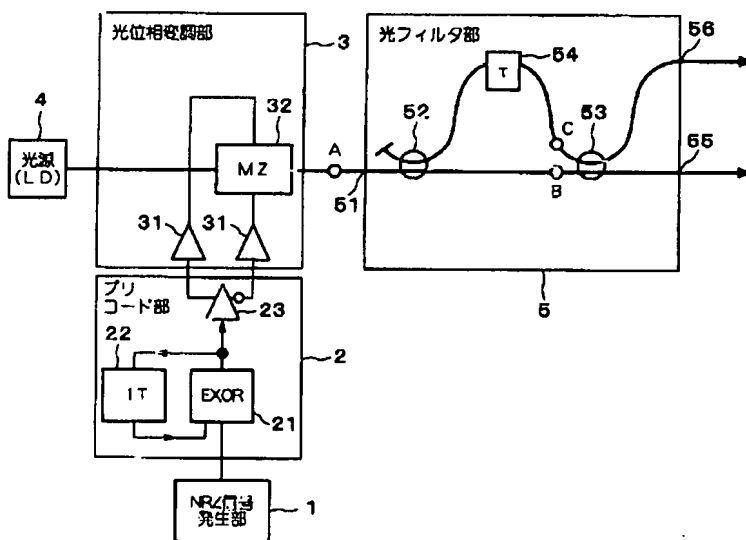
【図1】



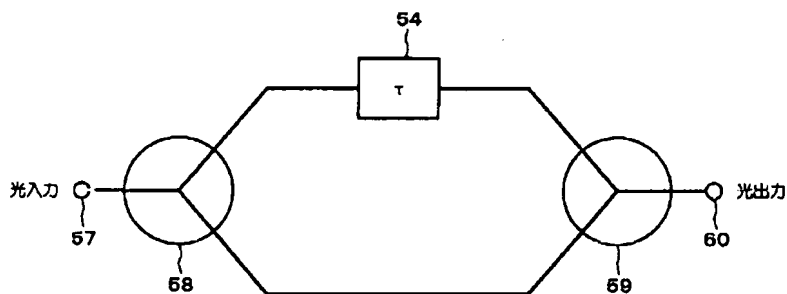
【図13】



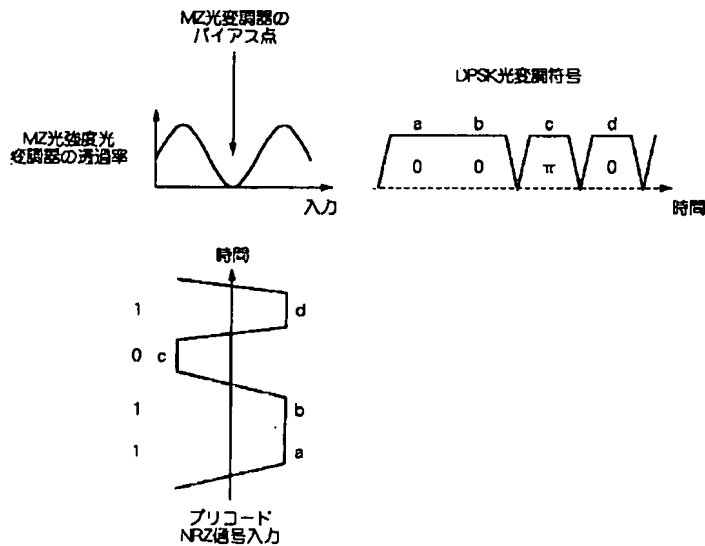
【図2】



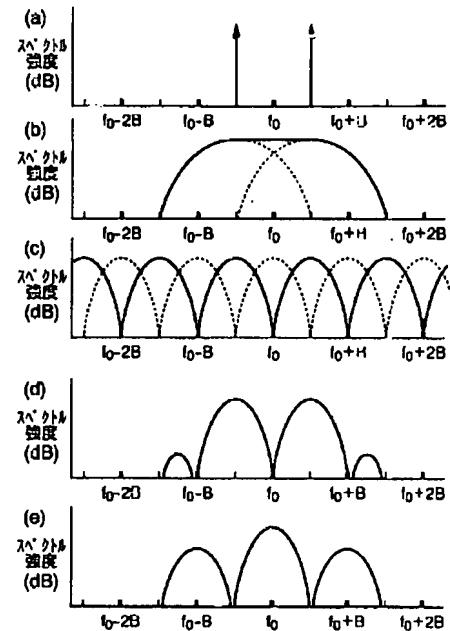
【図8】



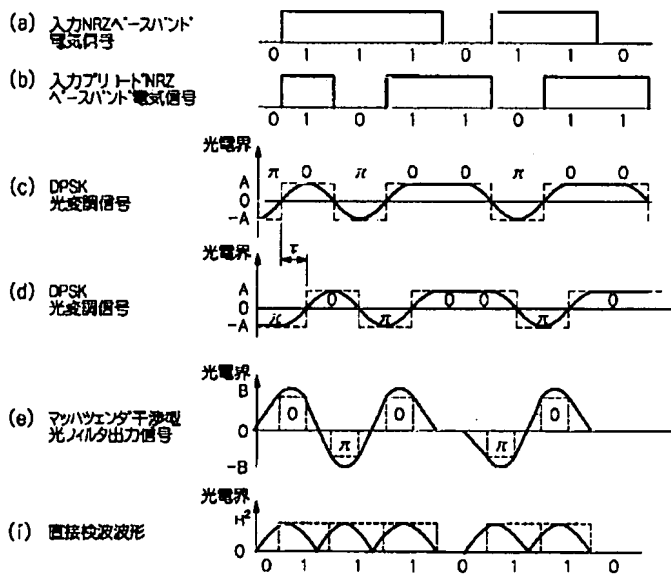
【図3】



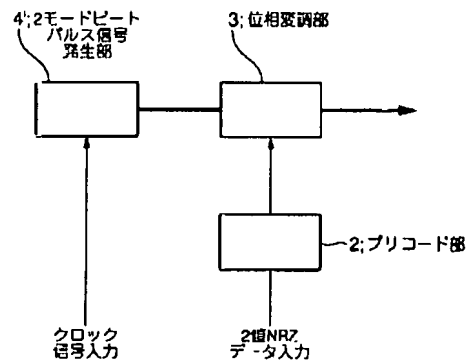
【図16】



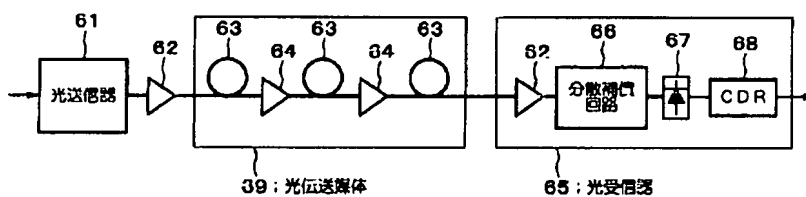
【図4】



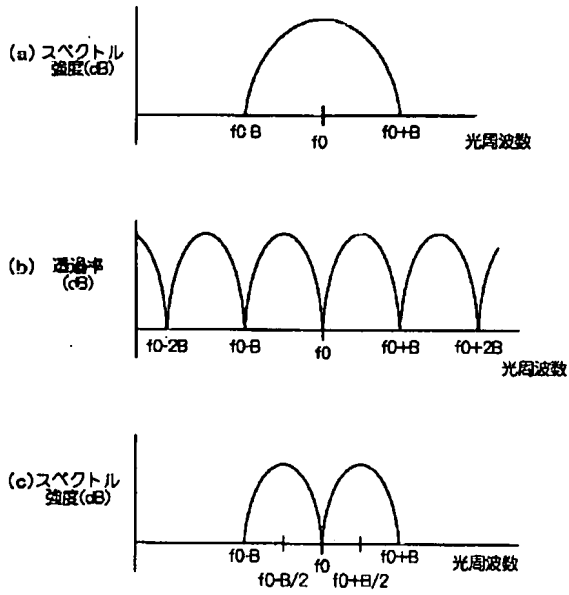
【図20】



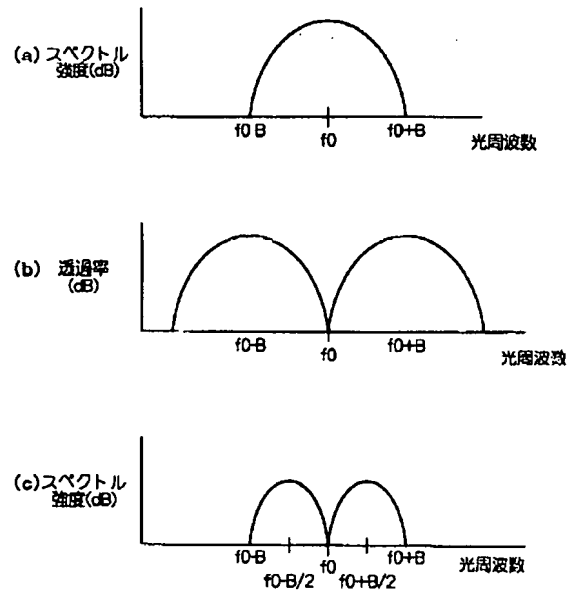
【図9】



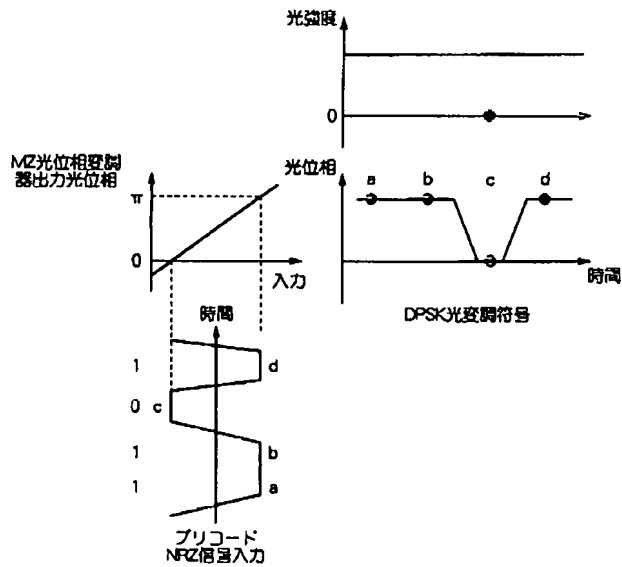
【図5】



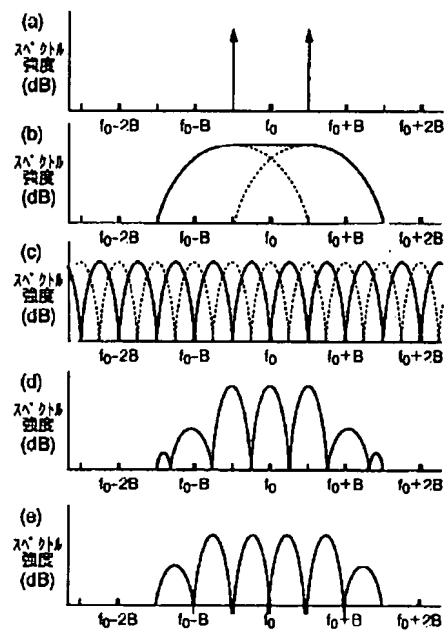
【図6】



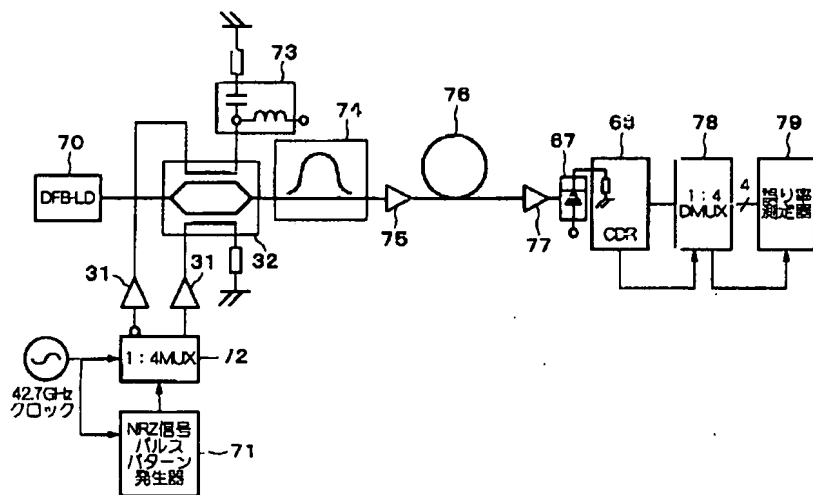
【図7】



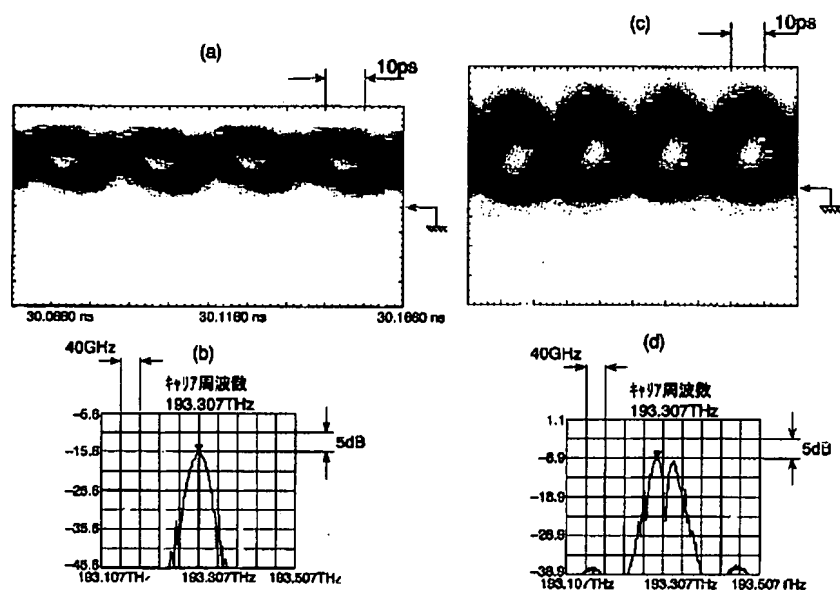
【図19】



【図10】

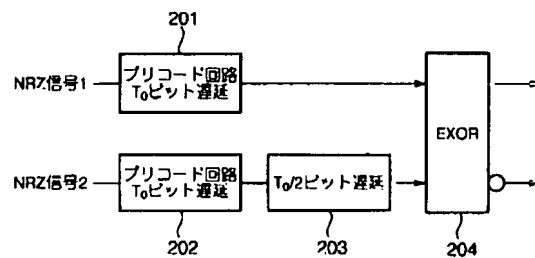
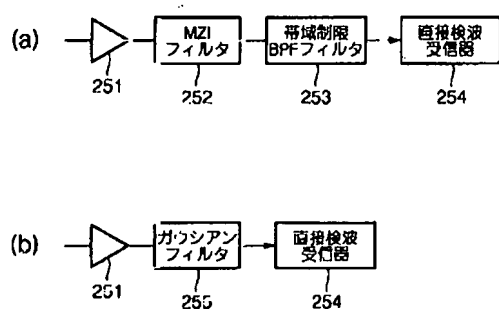


【図 1 1】

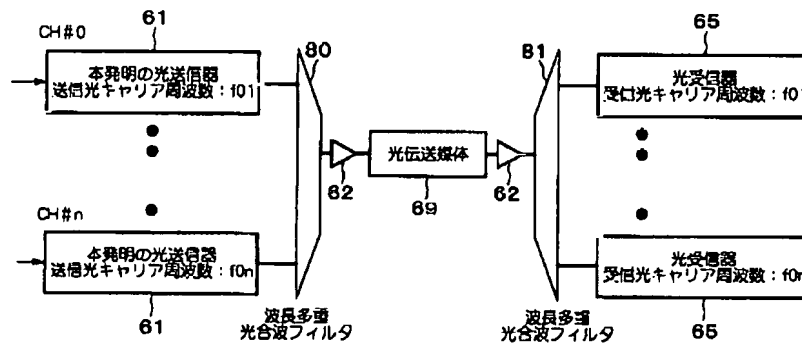


【图25】

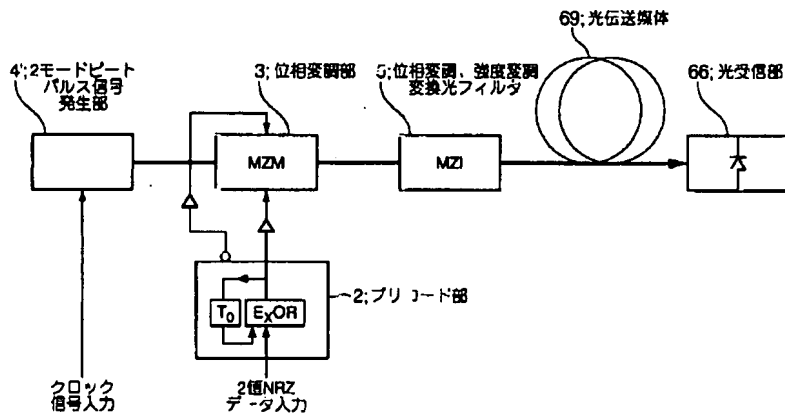
【図31】



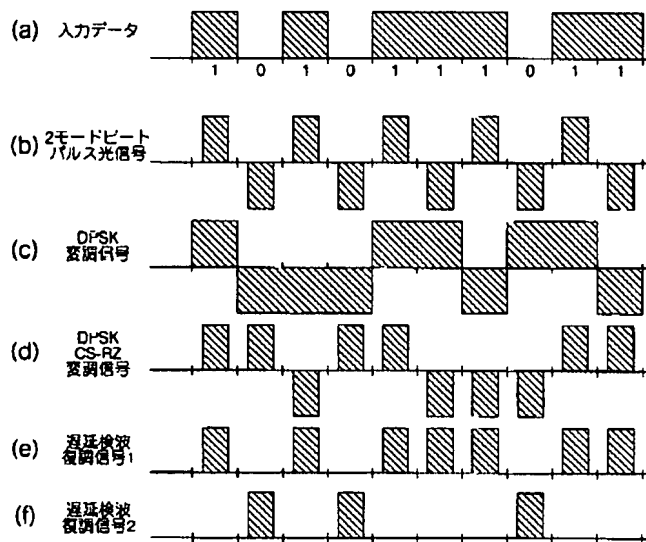
【図12】



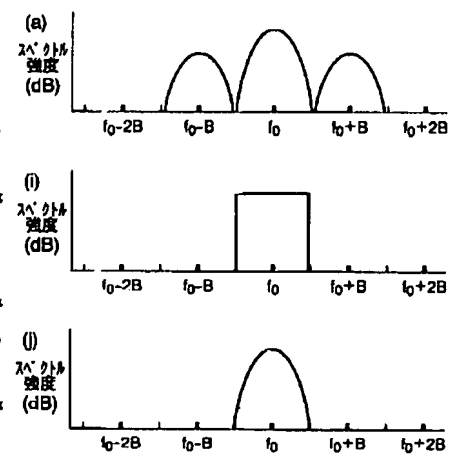
【図14】



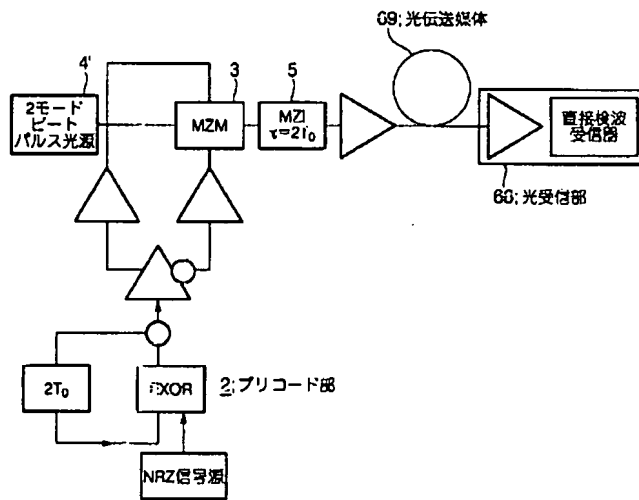
【図15】



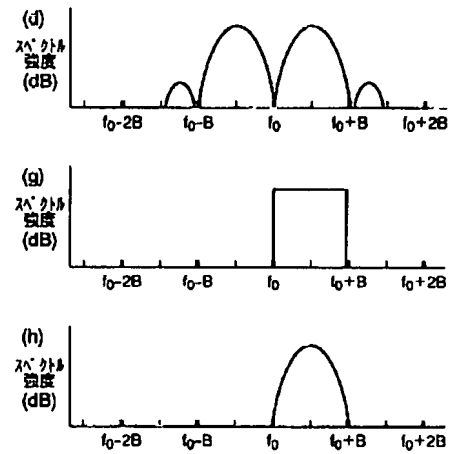
【図23】



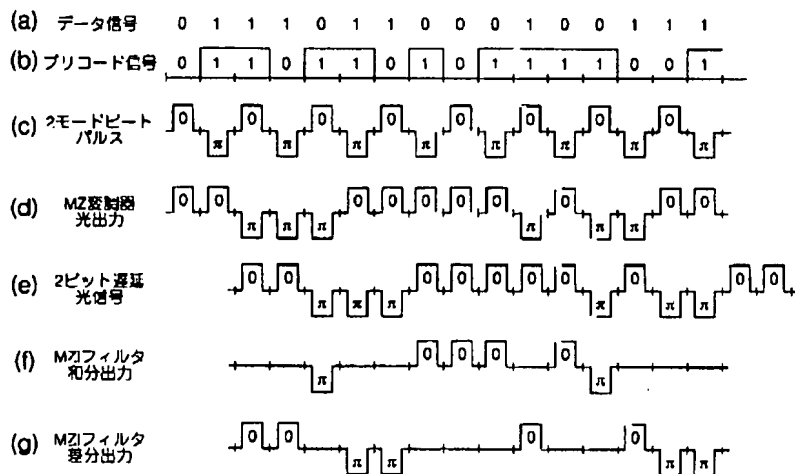
【図17】



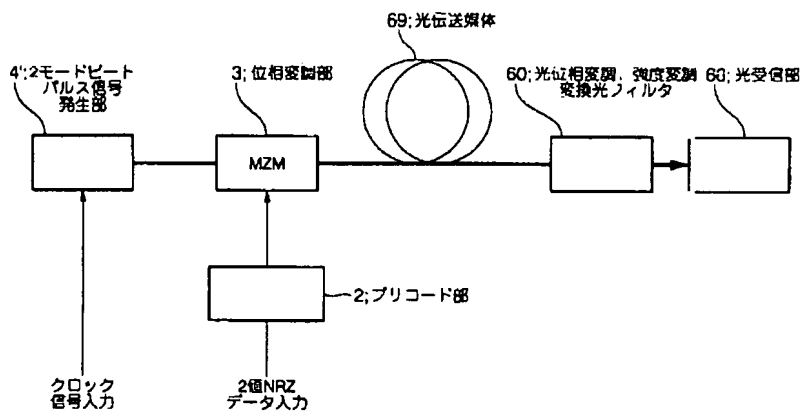
【図24】



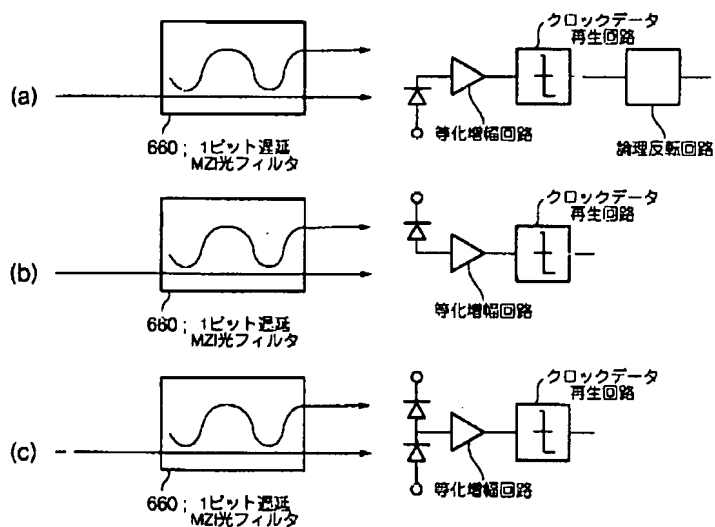
【図18】



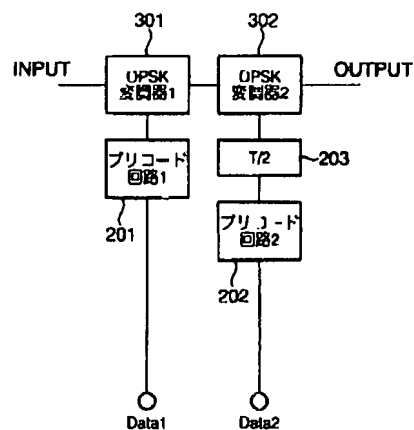
【図21】



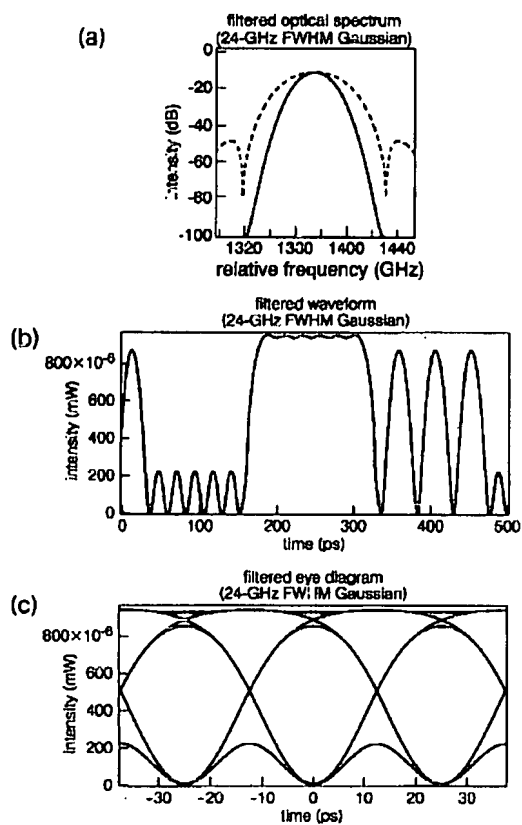
【图22】



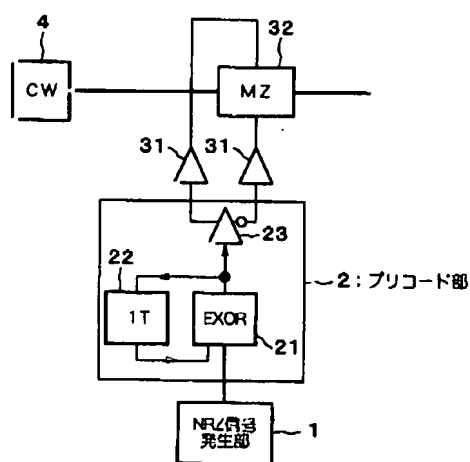
【图29】



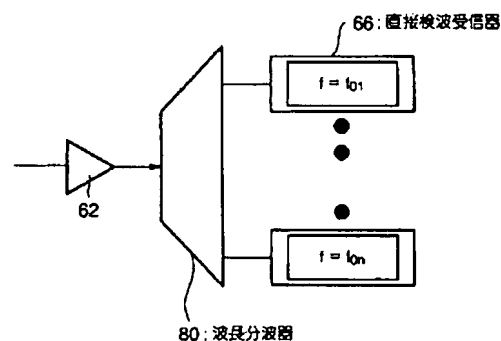
【图26】



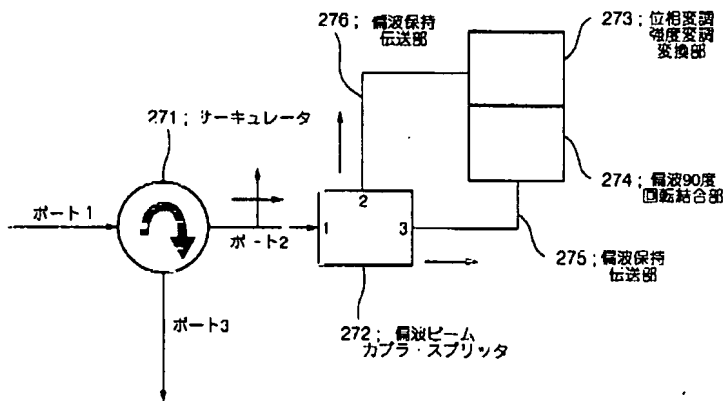
【图35】



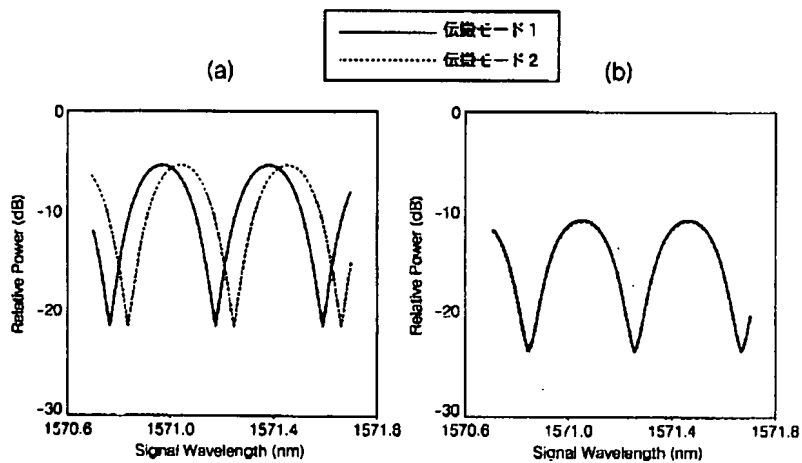
【图39】



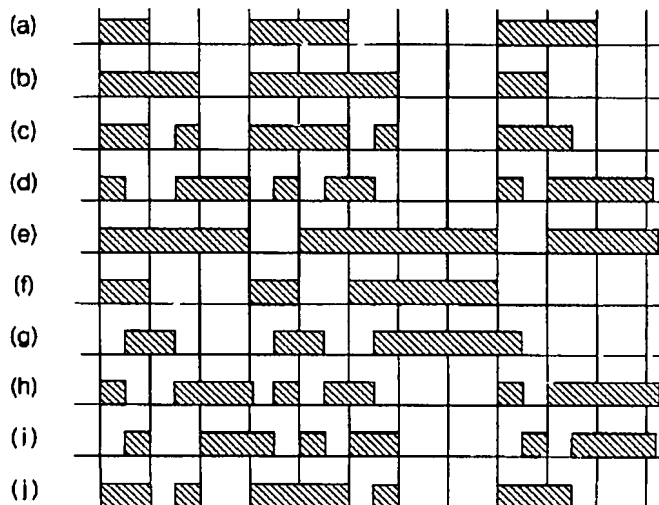
【図27】



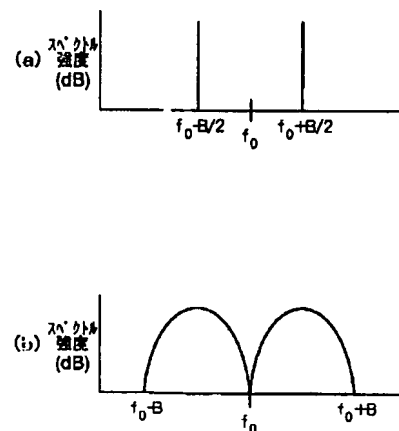
【図28】



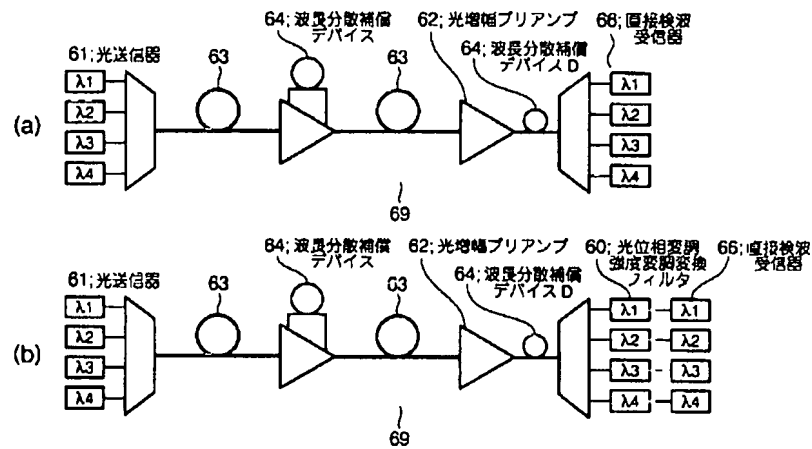
【図30】



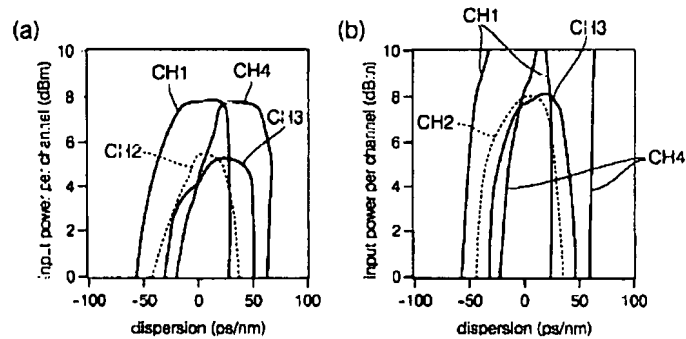
【図43】



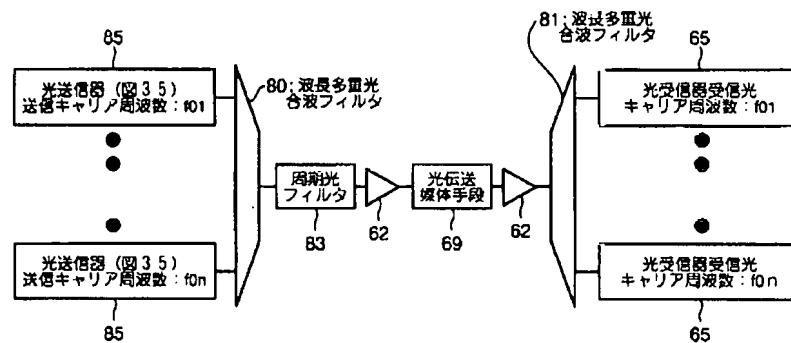
【図32】



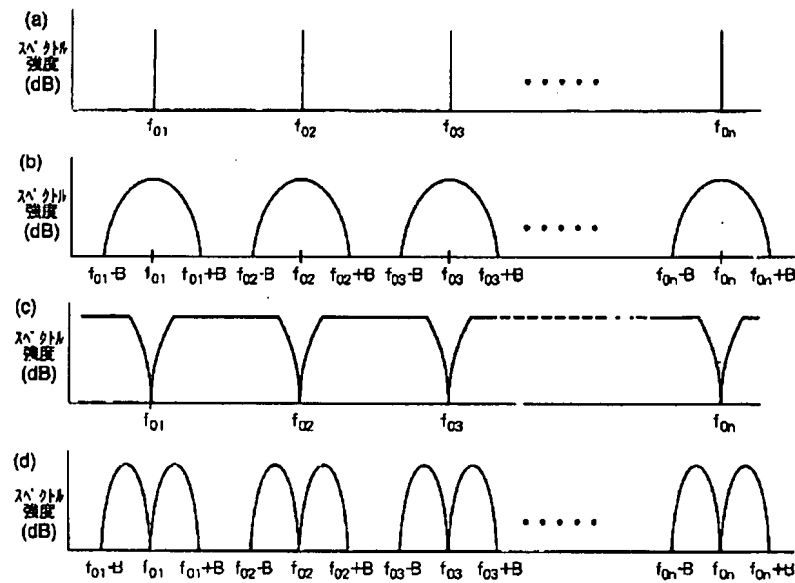
【図33】



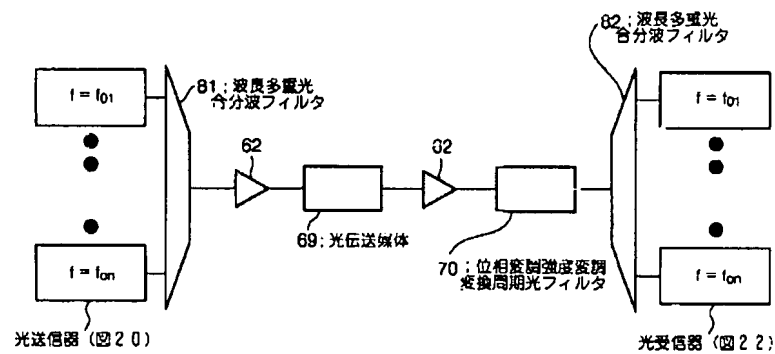
【図34】



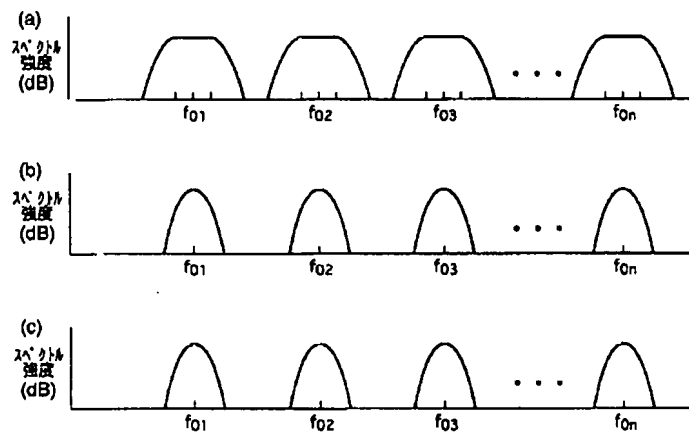
【図36】



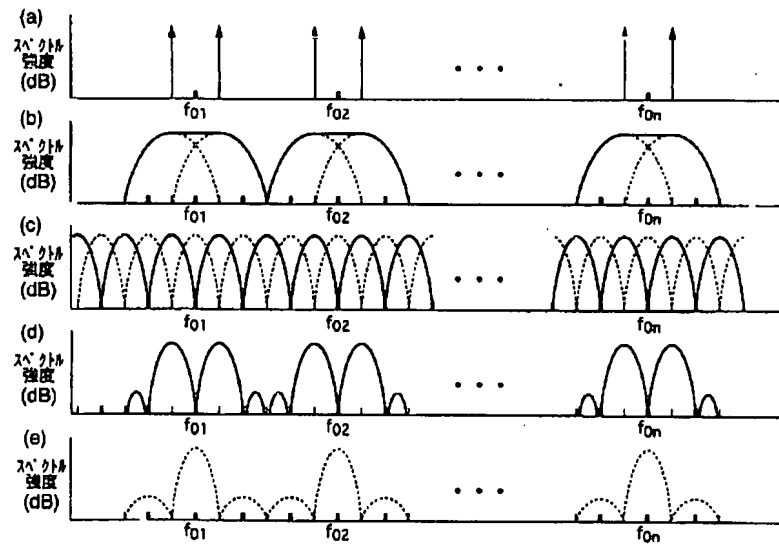
【図37】



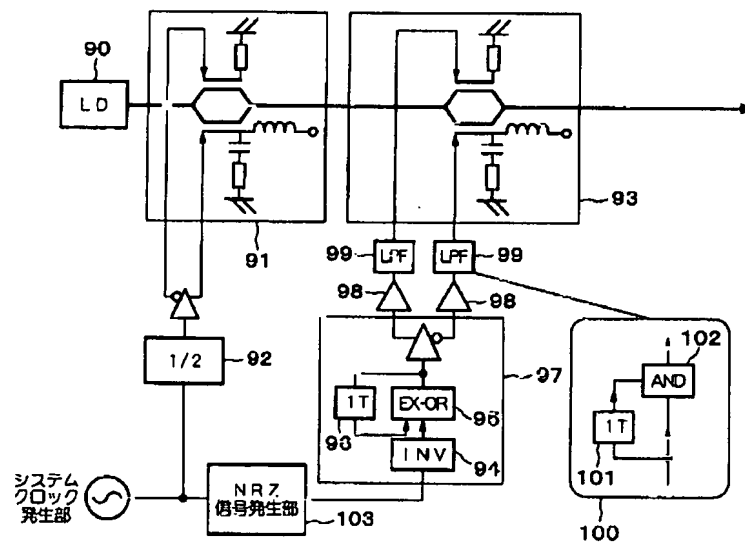
【図40】



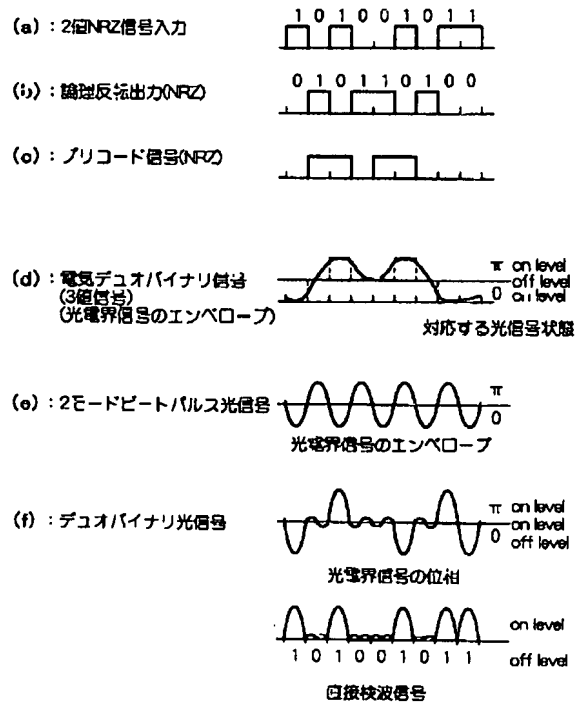
【図38】



【図41】



【図42】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷

H 0 4 B 10/06
10/142
10/152
10/18

識別記号

F I

(参考)

(72) 発明者 桑原 昭一郎

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

(72) 発明者 富沢 将人

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日
本電信電話株式会社内

F ターム(参考) 2H079 BA01 BA03 EA05 FA02 FA03
5K002 AA02 CA01 CA14 DA06 DA31
FA01